SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna

LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N°. 5-

ANNO X

1943 - X

L. 5.

ANNO XV - NUM. 5 e 6 • MARZO 1943 - XXI

LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO rispettiv. L. 80 e L. 45

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

TELEVISIONE (XXVIII)

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5034/4 Continuazione vedi N. 3-4

Deviazione dei fasci elettronici.

Il fascio elettronico, generato ed accelerato dal cannone elettronico, deve poi essere deviato in modo da andare a colpire con il ritmo e con la legge voluta i punti del mosaico, nel tubo di ripresa, ed i punti dello schermo, nel tubo riproduttore. Si devono quindi provvedere i due apparati dei mezzi con i quali sia possibile deviare il fascio elettronico verso qualsiasi parte del mosaico o dello schermo. Questi *sistemi di deviazione* dovranno poi agire sincronicamente, secondo la legge di esplorazione, in modo che il fascio elettronico del riproduttore sia diretto in ogni istante a colpire esattamente il punto dello schermo corrispondente al punto del mosaico che viene esplorato in quello stesso istante nel tubo trasmittente.

I due metodi oggi noti per ottenere una deviazione del fascio elettronico sono quello *elettrostatico* e quello *elettromagnetico*. Di essi ci si occuperà brevemente ora.

Deviazione elettrostatica.

Il fascio elettronico, dopo aver lasciato il cannone, passa attraverso due placche deviatrici parallele disposte orizzontalmente (fig. 121). Tra queste due placche è mantenuta una tensione, che determina l'incurvamento del fascio verso l'alto o

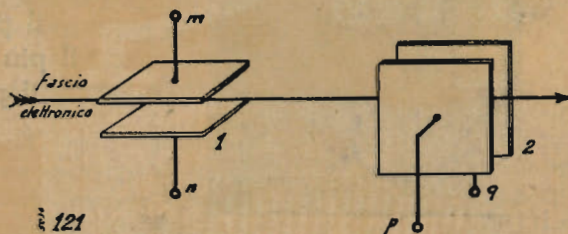



Fig. 121 - *Sistema deviatore elettrostatico. 1 placche deviatrici orizzontali; 2 placche deviatrici verticali;* Vmn *tensione deviatrice verticale;* Vpq *tensione deviatrice orizzontale.*

SOMMARIO

verso il basso, a seconda che il potenziale della placca superiore è maggiore o minore di quello della placca inferiore. Successivamente il fascio passa attraverso un'altra coppia di placche, simili alle precedenti ma disposte in un piano verticale (fig. 121); anche fra queste due placche viene mantenuta una tensione che determina una deviazione del fascio verso destra o verso sinistra in un piano orizzontale.

Quindi per effetto dell'azione combinata delle due coppie di placche il fascio può essere deviato verso una regione qualunque del mosaico o dello schermo.

L'azione deviatrice di ognuna delle coppie di placche è determinata dalla legge fondamentale per cui un elettrone in movimento in un campo elettrico si comporta come un proiettile lanciato orizzontalmente con una certa velocità, il quale cade per azione della forza di gravità. Nel caso degli elettroni la caduta ha luogo verso la placca che si trova a potenziale più elevato. Dalla considerazione dell'analogia con il caso gravitazionale risulta evidente che l'azione deviatrice è tanto più energica quanto più lento è il movimento degli elettroni; infatti la deviazione dal cammino rettilineo dipende essenzialmente dal tempo durante il quale gli elettroni rimangono sotto l'azione della tensione elettrica nello spazio compreso tra le due placche deviatrici, crescendo al crescere di questo tempo; ma tale tempo è tanto più breve quanto maggiore è la velocità degli elettroni. Pertanto un fascio elettronico sarà tanto più *rigido* quanto maggiore sarà la sua velocità.

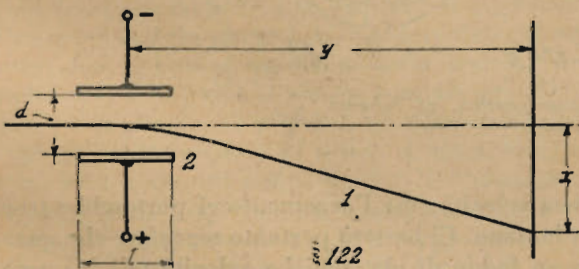



Fig. 122 - *Deviazione elettrostatica di un fascio elettronico; 1 fascio elettronico; 2 placche deviatrici; 3 schermo.*

D'altra parte la velocità degli elettroni del fascio dipende dalla tensione acceleratrice dell'anodo del cannone elettronico, crescendo al crescere di questa. Si conclude che, a parità di altre condizioni, la deviazione determinata dalle placche deviatrici sarà tanto più ampia quanto minore è la tensione dell'anodo del cannone.

Oltre a ciò il tempo durante il quale ogni elettrone del fascio rimane sotto l'azione della tensione deviatrice è tanto più lungo, e quindi tanto maggiore la deviazione stessa, quanto più estese sono le placche nel senso del moto del fascio; cioè la deviazione crescerà al crescere delle dimensioni delle placche deviatrici nel senso dell'asse del tubo. L'azione deviatrice è poi determinata, non dalla tensione tra le placche, ma dal campo elettrico esistente tra esse, ossia dalla tensione per unità di lunghezza. Pertanto la deviazione cresce con la tensione tra le placche e con il diminuire della distanza tra di esse.

Finalmente si osservi (fig. 122) che la traiettoria di ogni elettrone è rettilinea prima di entrare nello spazio compreso tra le placche deviatrici e dopo che esso è emerso da questo, perchè soltanto in tale spazio si esercita l'azione deviatrice. Mettendo in equazione tutte queste diverse considerazioni, con i simboli della figura 122 ed indicando con Vd la tensione applicata tra le placche deviatrici e con Va la tensione acceleratrice dell'anodo del cannone, si trova per la deviazione l'espressione seguente:

$$x = Vd\ l\ y\ /\ 2\ Va\ d$$

Cioè la deviazione è direttamente proporzionale alla tensione deviatrice Vd, cambiando segno (ossia direzione) se questa si inverte, alla lunghezza l del campo elettrico attraversato dall'elettrone ed alla distanza y tra le placche deviatrici e lo schermo (od il mosaico); essa è invece inversamente proporzionale tanto alla distanza d tra le placche deviatrici, quanto alla tensione Va dell'anodo acceleratore. Tutti questi parametri hanno valori costanti per un dato tubo, ad eccezione delle tensioni Va e Vd, che possono essere regolate a piacere. E poichè quanto più grande è Va tanto più grande è la velocità degli elettroni e tanto minore è il tempo durante il quale il campo elettrico deviatore agisce su di essi, si conclude che un fascio rigido (cioè un fascio accelerato da una tensione anodica relativamente forte) richiede una tensione deviatrice relativamente grande per fornire una deviazione data; la quale può essere ottenuta con tensione deviatrice minore, riducendo la tensione acceleratrice. Però contemporaneamente si diminuisce la concentrazione, ossia si aumenta la sezione trasversale del fascio.

Deviazione elettromagnetica.

Il fascio elettronico può essere paragonato ad una corrente elettrica circolante in un conduttore estremamente flessibile; in conseguenza se attraversa un campo magnetico, subisce una forza che tende a deviarlo dalla sua forma rettilinea, esattamente come i conduttori degli avvolgimenti dei motori elettrici sono sospinti dal campo magnetico dell'induttore. Questa forza è proporzionale all'intensità B del campo magnetico ed alla velocità degli elettroni.

Pertanto se sul cammino degli elettroni si dispone una bobina percorsa da corrente, la quale abbia il suo asse perpendicolare all'asse del fascio, questo sarà deviato in un piano perpendicolare al campo magnetico. L'ampiezza di tale deviazione, a calcoli eseguiti, è data approssimativamente da:

$$x = 0{,}3\ B\ l\ y\ /\ Va\ ½$$

in cui il significato dei simboli è chiaramente in-

dicato dalla figura 123 e Va è la tensione acceleratrice.

Naturalmente per avere elettromagneticamente lo stesso effetto che si ottiene elettrostaticamente

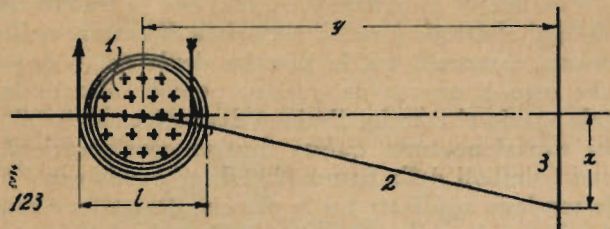



Fig. 123 - *Deviazione elettromagnetica.* 1 *Linee di flusso magnetico perpendicolari al foglio e dirette dall'avanti all'indietro;* 2 *fascio elettronico;* 3 *schermo.*

occorre disporre sul collo del tubo un doppio sistema di rocchetti, i quali generino due campi magnetici ad angolo retto tra loro, capaci di deviare il fascio elettronico tanto nel piano orizzontale quanto nel piano verticale. Un sistema molto pratico è quello di fare i rocchetti piani, anzichè cilindrici, e di avvolgerli intorno al tubo (fig. 124).

deviatore può essere facilmente compensata regolando in conformità le correnti di eccitazione.

Come risulta dalle espressioni delle deviazioni la sensibilità del sistema di deviazione magnetica varia in ragione inversa del valore della tensione acceleratrice, mentre nel tubo con deviazione elettrostatica essa varia in ragione inversa della semplice tensione acceleratrice. Ciò significa che eventuali fluttuazioni nel valore di tale tensione risultano meno dannose nel tubo con deviazione magnetica che nell'altro tipo, perchè producono minori variazioni della deviazione.

In ogni caso i due sistemi sembrano essere press'a poco equivalenti e pertanto la decisione sulla scelta di uno piuttosto che l'altro viene determinata da fattori estranei alle considerazioni puramente tecniche, quali il controllo dei brevetti, la disponibilità ed il costo dei materiali. Nel campo della televisione sembra oggi preferibile il sistema di deviazione magnetica, mentre in altri casi può essere preferibile l'altro sistema.

Resterebbe ora da accennare ai sistemi concentratori e deviatori in uso con i tubi aventi fasci a

Fig. 124 - *Sistema deviatore elettromagnetico.* a) *Schema di principio;* b) *realizzazione pratica.*

Confronto fra la deviazione elettrostatica e quella elettromagnetica.

Tra i due sistemi di deviazione si userà naturalmente quello che risulterà più economico. Esamineremo ora brevemente alcuni dei fattori che devono essere tenuti presenti per una decisione in proposito.

La deviazione elettromagnetica è ottenuta con tensione più bassa di quella necessaria ad ottenere la deviazione elettrostatica, ma richiede una erogazione di corrente, che invece non è necessaria con la seconda. Ciò tende a rendere minore il costo degli elementi del sistema magnetico.

Nella costruzione dei tubi con deviazione elettrostatica deve essere posta molta cura perchè l'allineamento delle placche risulti più perfetto che sia possibile. Invece la costruzione di un tubo con deviazione magnetica è molto più semplice e meno costosa, perchè qualsiasi inclinazione nel sistema

bassa velocità; ma l'argomento ci porterebbe troppo lontano. Ci basterà pertanto segnalare che quando un fascio di elettroni ha velocità relativamente bassa, non si possono più usare con vantaggio i sistemi di concentrazione e di deviazione esaminati in precedenza, in quanto la loro efficacia, dipendendo direttamente dalla velocità degli elettroni, risulterebbe molto scarsa. Si ricorre allora a concetti radicalmente diversi fondati sui principi dell'ottica elettronica, che hanno portato in questi ultimi anni a realizzazioni di estrema importanza pratica e teorica (basterà ricordare il microscopio elettronico, di cui un esemplare è installato e funziona presso l'Istituto superiore di sanità del Ministero dell'interno in Roma). Essenzialmente sono ancora i campi magnetici quelli che forniscono i risultati migliori e consentono di realizzare buone concentrazioni e forti deviazioni dei fasci, anche se le velocità non sono grandi.

(continua)

CIRCUITI OSCILLATORI PER ONDE ULTRACORTE *

di C. G. A. von Lindern e G. de Vries

(Continuazione e fine, vedi N. 3 - 4)

Circuiti a scatola.

Nel circuito a scatola di fig. 12, la capacità C è sistemata nel coperchio. Le correnti ad alta frequenza circolano verso uno degli elettrodi del condensatore, attraversano l'asse, il fondo e la parte esterna.

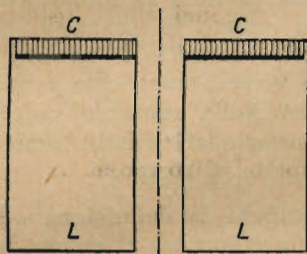



Fig. 12. - *Circuito a scatola nel quale la capacità concentrata C è situata contro il coperchio, mentre che l'induttanza L è essenzialmente costituita da due cilindri concentrici collegati insieme dal fondo della scatola.*

Tanto il campo elettrico che quello magnetico si trovano nell'interno della scatola.

In linea generale si può dire che il coefficiente di merito di tale circuito è proporzionale al rapporto tra volume e superficie della scatola. Ammesso che il circuito a scatola non sia grande rispetto alla lunghezza d'onda, ciò corrisponde alla legge di Sabine relativa al tempo di riverberazione in un locale. Questo tempo di riverberazione in un locale, grande rispetto alla lunghezza d'onda del suono, è infatti proporzionale al rapporto tra volume del locale e superficie assorbente del suono. Il tempo di riverberazione è il tempo di smorzamento; esso è dunque inversamente proporzionale al decremento logaritmico, e cioè proporzionale al coefficiente di merito Q dato dalla (8). Questa considerazione generale conferma interamente la (18) che dà la qualità di una bobina toroidale; infatti, secondo la formula, Q è proporzionale al raggio R del toro, cioè al rapporto tra volume e superficie del toro stesso.

Si noti che questa considerazione costituisce solamente un criterio da usare con grande circospezione. Infatti il fattore di proporzionalità comporta alcune grandezze che tengono conto della forma della scatola, in modo particolare quando questa è piccola rispetto alla lunghezza d'onda. E' così che non si avrà alcun risultato ad aumentare il volume riducendo le dimensioni dell'asse; anzi le perdite ohmiche maggiori darebbero luogo ad una sensibile riduzione del Q. Si può pertanto affermare che le scatole lunghe e sottili sono meno buone delle scatole quadrate poichè per queste ultime il rapporto tra volume e superficie è massimo [4]).

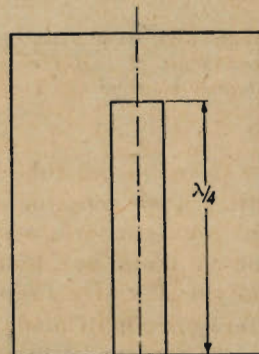



Fig. 13. - *Sistema a linea concentrica costituito da un cilindro metallico chiuso, nel quale penetra un albero. Il sistema entra in risonanza ad una lunghezza d'onda eguale a quattro volte la lunghezza dell'albero.*

Per ottenere una qualità elevata del circuito con impedenza molto grande, è preferibile aumentare l'induttanza. Infatti

$$Q = \frac{\omega L}{r}$$

mentre invece

$$R = \frac{L}{C r} = \frac{\omega^2 L^2}{r}.$$

In quei casi in cui, per una ragione qualsiasi, non si è limitati da un valore minimo prescritto della capacità, quella del circuito a scatola deve essere ridotta finchè sia possibile. Si giunge così a sopprimere la capacità raffigurata in fig. 12, e si conserva semplicemente un asse più o meno raccorciato. Se la lunghezza di questo asse è molto grande rispetto al diametro della scatola, si realizza un sistema di due conduttori noto generalmente col nome di « linea concentrica » (fig. 13). Le dimensioni del circuito così ottenuto non sono tuttora piccole rispetto alla lunghezza d'onda; anzi la lunghezza d'onda di risonanza è legata in modo preciso alla lunghezza dell'asse ed è quattro volte questa, come del resto è provato dalla teoria dei fili di Lecher, sulla quale ritorneremo ben presto.

Per aumentare ancora il rapporto tra volume e superficie si cercherà di aumentare il diametro del

4) Lo studio dettagliato del modello migliore dimostra che il diametro non dovrebbe essere esattamente eguale alla lunghezza, ma non prova che il modello dovrebbe essere lungo e piatto.

sistema concentrico. Però in conseguenza delle perdite ohmiche molto elevate, l'asse relativamente sottile si oppone ad un sensibile miglioramento del Q.

Si può constatare che aumentando il diametro della scatola fino a che esso sia dell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda si trovano ancora delle frequenze di risonanza, pure qualora l'asse venga totalmente soppresso. Tale spazio vuoto viene denominato « cavità risuonante » (fig. 14).

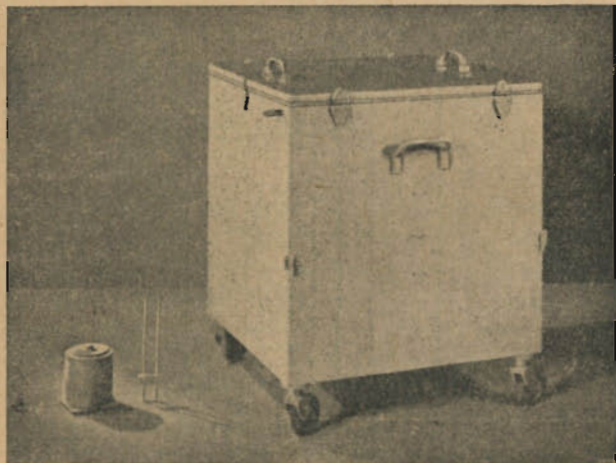



Fig. 14. - *Un circuito semplice LC, un circuito a scatola, un sistema a linea ed una cavità risuonante, tutti e quattro accordati su una lunghezza d'onda di 1 metro circa, sono rappresentati uno accanto all'altro per permettere il confronto delle dimensioni. Al centro della parete frontale della cavità risuonante si vedono i fili di alimentazione della spira che serve ad eccitare la cavità.*

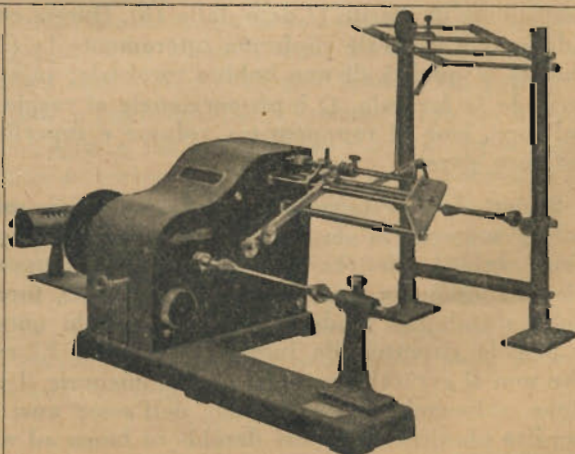
Abbiamo così introdotto nelle nostre considerazioni, un nuovo gruppo di nozioni: riducendo la capacità del circuito a scatola ed aumentando l'induttanza in modo tale che tutte le dimensioni non siano piccole rispetto alla lunghezza d'onda, i fenomeni non sono più quasistazionari.

Fenomeni quasistazionari e fenomeni non-quasistazionari.

Esistono fenomeni stazionari, quasistazionari e non-quasistazionari. I fenomeni stazionari si presentano nei sistemi (elettrici e magnetici) in regime di riposo. Per regime di riposo si comprende anche il passaggio di corrente continua. In questo caso si considerano nozioni tali come resistenza, capacità, autoinduzione, che sono definiti in maniera tale da non generare confusione; l'intensità di corrente in un conduttore bene isolato è rappertutto la stessa.

Nel caso di fenomeni quasistazionari il regime di riposo è turbato; le correnti e le tensioni non sono eguali in ogni istante. L'intensità di corrente è ancora la stessa su tutta la lunghezza di un conduttore, ed in quanto le variazioni si producono con « sufficiente lentezza », le nozioni di capacità, autoinduzione e resistenza conservano intatto il loro significato. Nelle equazioni relative a questi fenomeni quasistazionari si incontrano dei differenziali totali rispetto al tempo.

Ciò che significhi la definizione « lentezza sufficiente » prima riportata, si spiega con lo studio dei fenomeni denominati non-quasistazionari. La corrente di dispersione che parte lateralmente dai conduttori ha qui una funzione importante, di modo che la corrente non è più la stessa in ogni punto del conduttore. Le equazioni contengono dei differenziali parziali rispetto al tempo; la loro soluzione ha carattere ondulatorio il che ci permette di precisare il significato di lentezza sufficiente; qui, quando le dimensioni non sono piccole rispetto alla lunghezza d'onda, i fenomeni non sono più quasi stazionari. Nei casi in cui una delle dimensioni è dell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda e le altre non lo sono, si potrebbe parlare di semiquasistazionario. La linea ne costituisce un esempio.

Nei sistemi semi-quasistazionari le nozioni di capacità e di autoinduzione hanno ancora un certo significato, purchè le si consideri per parti non

troppo lunghe del sistema; egualmente non avviene per i sistemi assolutamente non-quasistazionari, di cui fanno parte le cavità risuonanti.

Per essere completi facciamo notare che il criterio « grande rispetto alla lunghezza d'onda » non dà una soluzione in ogni caso; è così che l'effetto pellicolare con la sua densità ed il suo sfasamento dipendenti dal punto in cui lo si considera, costituisce un fenomeno nonquasi stazionario, nonostante che esso abbia sede in uno spazio molto più piccolo della lunghezza d'onda.

Circuiti e linee.

In questa disamina dei vari circuiti oscillatori utilizzati in onde molto corte, si è parlato di linee concentriche, ma non del sistema a linee normali. Ciò è risultato dal fatto che abbiamo tentato di determinare il modo di mantenere il valore del Q nei circuiti per onde sempre più corte. Si presentano pertanto molti casi in cui la impedenza Z ha una grande importanza: essa

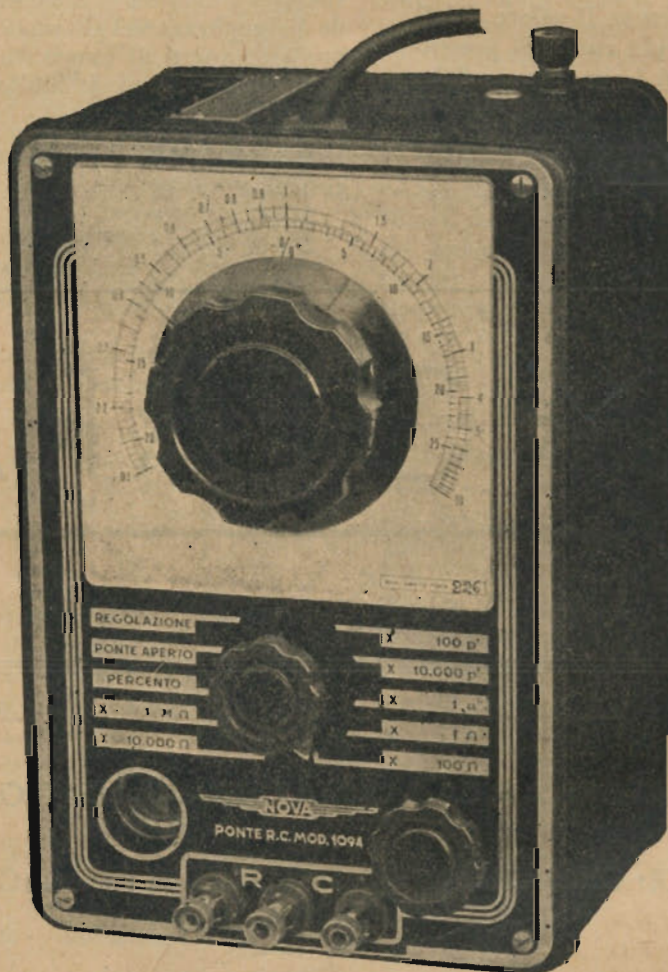
$$Z = \frac{L}{C r} = \frac{\omega^3 L^2}{r},$$

può essere ancora molto buona anche quando

$$Q = \frac{\omega L}{r}$$

ha un valore mediocre. In questo caso si può vantaggiosamente utilizzare il sistema a linea usuale, composto di due conduttori paralleli con un ponte spostabile. Per quanto questi sistemi non siano quasistazionari e che non sia possibile parlare di autoinduzione e capacità, senza qualche precauzione, è del resto evidente che la capacità del sistema è relativamente piccola e, poichè i due conduttori vicini sono percorsi da correnti opposte, l'irradiazione rimane piccola anche senza schermatura, e di conseguenza le perdite sono limitate. La diffusone delle linee è attribuibile non solamente al grande valore raggiungibile di Z, ma anche al fatto che una risonanza si manifesta precisamente quando la lunghezza del sistema è uguale ad un numero ntero di quarti di lunghezza d'onda; ciò permette di utilizzarlo in modo molto semplice come ondametro.

Prossimamente si parlerà diffusamente di questi sistemi.

●

TRASMETTITORE MODULATO DI FREQUENZA

per microfono piezo-elettrico a doppia cellula

2507

Per. ind. rad. G. Termini

PARTE I

GENERALITA'

— *Definizioni.*
— *Alcune osservazioni sui sistemi di trasmissione.*
— *Modulazione diretta e indiretta di frequenza.*
— *Tubi di reattanza e stabilizzazione di funzionamento.*

Prima di occuparci ordinatamente e singolarmente dei problemi inerenti al progetto e alla realizzazione del trasmettitore modulato di frequenza, riteniamo opportuno riportare alcune premesse di carattere generale.

Anzitutto si devono tener presenti i vantaggi che il trasmettitore presenta in confronto a quello per modulazione di ampiezza. A parità di ogni considerazione il trasmettitore modulato di frequenza presenta un notevole guadagno nelle caratteristiche d'ingombro, di peso e di costo, dovute:

1) Alla costituzione del modulatore, dal cui circuito di uscita non si richiede in nessun caso un notevole livello energetico, perchè la modulazione si effettua sul circuito del generatore pilota e non è in relazione alla potenza modulante immessa.

2) Al fatto che i successivi stadi di alta frequenza possono funzionare come moltiplicatori di frequenza, o come amplificatori in classe *C* con un rendimento anodico elevato.

3) Al dimensionamento dei circuiti di alimentazione, la cui erogazione di potenza può ritenersi uguale almeno alla metà di quella richiesta nel caso di modulazione di ampiezza.

4) Alla semplicità dei circuiti di alimentazione, che non richiedono gli accorgimenti necessari quando si ha a che fare con notevoli variazioni di carico, perchè non sono presenti le variazioni di potenza dovute alla modulazione.

5) Al dimensionamento e al rendimento degli elementi dei circuiti di moltiplicazione o di amplificazione ad alta frequenza — condensatori, impedenze di arresto, ecc. — in quanto, tensione e corrente, che costituiscono le grandezze elettriche di cimento, non subiscono alcuna variazione.

Occorre ora indicare i precisi termini che caratterizzano il problema dell'emissione con modulazione di frequenza, per poter trarre i criteri che determinano la costituzione e il funzionamento delle apparecchiature relative.

Le leggi fondamentali che dominano il fenomeno della modulazione dell'onda di trasmissione, sono enunciate dalle definizioni seguenti:

1) *la deviazione di frequenza assume un andamento simmetrico, in più e in meno, rispetto al valore della frequenza portante di trasmissione;*

2) *la deviazione istantanea della frequenza di trasmissione è proporzionale al valore istantaneo della tensione di modulazione.*

3) *la frequenza della tensione di modulazione determina la velocità di deviazione della frequenza di trasmissione.*

Definiamo inoltre:

1) *deviazione o variazione di frequenza,* lo scarto istantaneo della frequenza di trasmissione (rispetto alla portante) corrispondente al valore istantaneo di ampiezza della modulante;

2) *velocità di deviazione,* la frequenza delle deviazioni e cioè il numero di variazioni nell'unità di tempo.

E' da notare che nella modulazione di frequenza i valori estremi del canale di trasmissione sono proporzionali all'ampiezza della modulante, per cui la deviazione di frequenza assume uguale significato fisico della profondità, adottata nella modulazione di ampiezza.

Le due definizioni, e cioè *deviazione di frequenza e profondità di modulazione,* pur riferendosi a due diversi sistemi di trasmissione, hanno ragioni di dipendenza che ne giustificano l'uso. Quando un ricevitore è convenientemente progettato, la modulazione di frequenza della portante è trasformata in modulazione di ampiezza; la profondità di modulazione a cui si perviene è proporzionale alla deviazione di frequenza dell'onda di trasmissione. Così, ad esempio, se la frequenza portante è di 44 *MHz*, una modulazione del 100 % introduce due frequenze laterali di 44,75 e 39,25 *MHz.* (cioè + e — 75 *kHz.*), mentre a una modulazione del 50 % le due frequenze emesse assumono i valori di 44,375 e 43,625 *MHz.* (cioè + e — 75/2 *kHz*).

Considerazioni analitiche e sperimentali hanno permesso appunto di concludere che se la deviazione di frequenza assume un valore di + e — 75 *kHz.*, la modulazione di frequenza è trasformata nella ricezione in modulazione di ampiezza, con profondità pressochè uguale al 100 %.

Riguardo invece alla velocità di deviazione, occorre ricordare che essa è proporzionale alla frequenza modulante. Una frequenza di modulazione

di 1000*Hz*. determina 1000 scarti di frequenza al secondo.

Ai termini caratteristici di funzionamento esaminati occorre aggiungere infine *l'indice di modulazione* e cioè *il rapporto fra la massima deviazione della frequenza di trasmissione e il massimo valore della frequenza di modulazione.* Se la deviazione di frequenza è quindi di 75 *kHz.*, e l'indice di modulazione è uguale a 5, ciò significa che la massima frequenza di modulazione è esattamente di 15000 *Hz.*

Da tutto ciò risulta evidente che non è necessario ricorrere alla limitazione della banda acustica di modulazione, che è invece imposta nella modulazione di ampiezza. Se si considera infatti che la differenza fra le frequenze portanti di due trasmettitori con modulazione di ampiezza è di 9 *kHz.*, il valore massimo della frequenza acustica di modulazione ammissibile è limitato a 4500 *Hz*, perchè con frequenze superiori a tale valore si va incontro a evidenti fenomeni d'interferenza con le bande laterali dei canali adiacenti. Le frequenze acustiche fondamentali non superano i 4000 *Hz.*; le caratteristiche del suono, e cioè il timbro, sono però affidate a frequenze armoniche, ciascuna delle quali ha una frequenza multipla della fondamentali.

Nelle trasmissioni ad alta fedeltà è quindi da considerare uno spettro acustico notevolmente più ampio (fino a 15 o 18 *kHz.*) di quello occupato dalle sole frequenze fondamentali. Con la modulazione di frequenza, l'ampiezza del canale di trasmissione non è in relazione alla frequenza acustica di modulazione, ma all'ampiezza relativa alla frequenza delle diverse componenti acustiche di modulazione. E' quanto dire che dovendosi considerare le frequenze acustiche più elevate col criterio dell'ordine di successione di frequenze armoniche, si deve ammettere che la loro ampiezza viene a ridursi in proporzione e che la variazione di frequenza introdotta nell'onda di trasmissione è tanto più limitata quanto più è elevato il valore della frequenza di modulazione.

Conclusa la parte informativa di questo nuovo sistema di trasmissione (1), si può ora delineare, in linea di principio, il procedimento col quale si realizza la trasmissione con un'onda modulata di frequenza.

Dal punto di vista concettuale si deve disporre di un organo in grado di produrre correnti alternate di elevatissima frequenza e di altri sistemi atti a imprimere la necessaria variabilità di frequenza con legge proporzionale all'andamento del segnale udibile, affidando in seguito a uno o più organi di amplificazione il compito di raggiungere la potenza voluta.

All'atto pratico ciò si ottiene con un generatore pilota, sulla cui frequenza di funzionamento s'imprime la voluta variabilità di modulazione e al quale fanno seguito gli stadi di moltiplicazione e di amplificazione necessari.

Per la modulazione di frequenza del generatore pilota si può ricorrere a due sistemi. Si può cioè creare inizialmente una modulazione di fase e ottenere successivamente la modulazione di frequenza (2), oppure disporre le cose in modo che il modulatore agisca direttamente sulla frequenza di funzionamento del generatore pilota. Si hanno così due sistemi di modulazione: uno *indiretto* ed uno *diretto*. Premesso che di essi è nostra intenzione trattare ampliamente in altra sede, vi è da dire che la modulazione indiretta di frequenza conduce a una notevole complessità delle apparecchiature di trasmissione, sia per il numero non indifferente di tubi richiesto e sia per i particolari accorgimenti di messa a punto, atti ad evitare i fenomeni d'instabilità ai quali si va altrimenti incontro per la notevole moltiplicazione di frequenza domandata. A ciò fa però riscontro una notevole stabilità di frequenza.

Con la modulazione diretta di frequenza, i trasmettitori risultano molto più semplici, anche se è necessario ricorrere a particolari accorgimenti atti ad evitare variazioni di frequenza non prodotte dalla tensione di modulazione.

Il problema della modulazione diretta di frequenza si identifica con il problema della stabilità di funzionamento e cioè con la dipendenza delle variazioni di frequenza da cause non inerenti al processo di modulazione per il mutamento accidentale o periodico dei parametri di funzionamento dei tubi.

Per ottenere la modulazione diretta della frequenza di funzionamento del generatore pilota, è necessario ricorrere ai **tubi a reattanza**. La modulazione è ottenuta collegando una reattanza variabile col ritmo della parola in derivazione al circuito di carico del generatore.

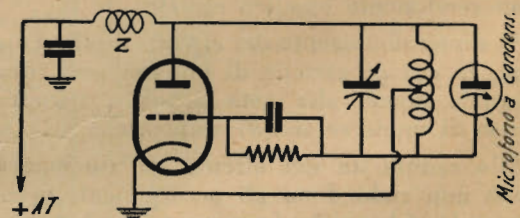



Fig. 1

Per meglio comprendere il funzionamento di un tale dispositivo si esamini ciò che avviene completando il circuito oscillatorio di un generatore con la capacità di un microfono a condensatore (fig. 1). Le variazioni di capacità che si determinano quando il microfono è immerso in un campo sonoro modificano proporzionalmente la frequenza di funzionamento dello stadio. Il funzio-

(1) I principi di trasmissione e ricezione con modulazione di frequenza sono ampliamente riportati nell'opera « Modulazione di frequenza » di G. Termini. « Il Rostro », via Senato 24, Milano.

(2) Non può trattarsi qui delle relazioni esistenti fra la modulazione di fase e la modulazione di frequenza. Come è detto più avanti, ciò farà parte di uno studio successivo.

namento del tubo a reattanza è essenzialmente il medesimo. Si ha cioè un tubo all'uscita del quale si verificano variazioni di reattanza a carattere capacitivo o induttivo, determinate dal ritmo della parola o del suono, e con le quali si modifica il valore di capacità o d'induttanza del circuito oscillatorio e quindi la frequenza di funzionamento dello stadio.

Per ben comprendere il comportamento di un tubo a reattanza occorre esaminare la costituzione del circuito anodico. Le disposizioni adottate

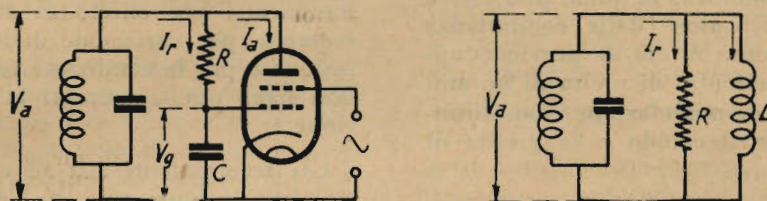



Fig. 2 *a*

sono essenzialmente due (fig. 2-*a* e fig. 2-*b*). In ambo i casi gli elementi che caratterizzano il comportamento del tubo sono rappresentati da una resistenza e da un condensatore. Il tubo equivale a una reattanza di carattere induttivo se la resistenza *R* assume un valore notevolmente maggiore della reattanza capacitiva del condensatore *C*.

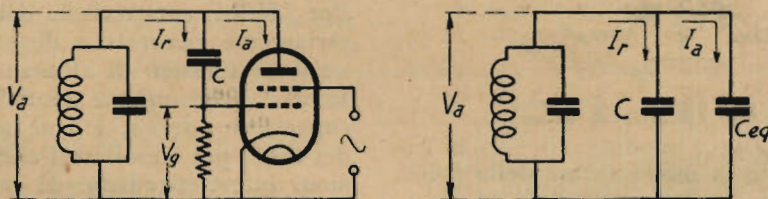



Fig. 2 *b*

Questo è appunto il caso della fig. 2-*a*. Se invece la disposizione dei due elementi è quella della fig. 2-*b* e se i valori della capacità e della resistenza sono stabiliti in modo che la reattanza capacitiva del condensatore risulti notevolmente superiore al valore della resistenza R_1, il tubo si comporta come una reattanza di carattere capacitivo. In ambo i casi collegando il circuito anodico del tubo di reattanza in derivazione al circuito di carico di un generatore, risulta modificato il valore dell'induttanza o quello della capacità di accordo del circuito oscillatorio.

Sui principi di funzionamento e le leggi relative ai tubi di reattanza fu scritto a suo tempo su queste pagine (*L'Antenna*, n. 15 pagina 238, anno 1942).

Occorre ora ricordare che con la disposizione adottata in fig. 2-*a* il comportamento del tubo equivale a un'induttanza *Leq.* determinata dal rapporto $\frac{RC}{S}$, mentre con la disposizione della fig. 2-*b*, il tubo equivale a una capacità *Ceq.* espressa dal prodotto *RCS*. In tali espressioni *R* e *C* rappresentano il valore degli elementi anodici, mentre *S* esprime la conduttanza mutua o pendenza di funzionamento del tubo. Ciò conduce a una conclusione notevolissima e cioè che, in ambo i casi, il valore della reattanza è in relazione al valore della conduttanza mutua di funzionamento. Le variazioni di reattanza possono quindi semplicemente ottenersi modificando col ritmo della tensione di modulazione, la conduttanza mutua del tubo. Si osserva facilmente che le variazioni della tensione di modulazione applicata, devono tradursi in una variazione lineare di pendenza. Il

tubo di reattanza può ritenersi, cioè, un amplificatore di classe *A*.

In conclusione è da ammettere una variazione della frequenza di funzionamento del generatore pilota come termine caratteristico funzionale (funzione) fra le variazioni di ampiezza della tensione di *B. F.* applicata all'entrata del tubo e le corrispondenti variazioni di reattanza che ne risultano.

Vi è dunque un fattore di dipendenza fra la causa e l'effetto e cioè fra le variazioni di frequenza del generatore e le variazioni di ampiezza della tensione applicata. Una tale relazione rappresenta evidentemente un termine caratteristico di comportamento del tubo e si definisce *indice di sensibilità del modulatore*.

Da tali premesse sul funzionamento dei tubi di reattanza, risulta agevole l'esame di un circuito di modulazione. Si osservi in proposito la disposizione schematica della fig. 3. Il circuito anodico del tubo 6*L*7 comprende una resistenza e una capacità ed è collegato in derivazione al circuito oscillatorio del generatore pilota. La tensione *B. F.* di uscita del modulatore è applicata fra il catodo e l'elettrodo d'iniezione del tubo. Poichè esiste una notevole differenza fra i valori di resistenza e di capacità collegati, sul circuito anodico del tubo, la reattanza $\frac{1}{\omega C}$ del condensatore risulta trascurabile rispetto ad *R*; la corrente *Ir* può quindi considerarsi in fase con la tensione alternata esistente, mentre per la presenza del condensatore *C* sull'elettrodo di controllo del tubo ri-

sulta applicata una tensione di 90° rispetto alla tensione alternata esistente nel circuito anodico.

Il circuito anodico è quindi percorso da una corrente che è in fase con la tensione di griglia e che è in ritardo di ¼ di periodo rispetto alla tensione alternativa esistente ai capi del carico anodico. In seguito a ciò, e, più precisamente, per la differenza di fase esistente fra la corrente anodica e la tensione ai capi del carico, il comportamento del tubo è equivalente a quello di un'induttanza. Il valore di tale induttanza è in relazione all'intensità della corrente anodica, la quale può essere modificata, agendo sul valore della conduttanza mutua di funzionamento. A ciò si perviene appunto prelevando dal circuito di uscita di un amplificatore la tensione di modulazione e applicando questa tensione fra il catodo e la griglia di iniezione del tubo.

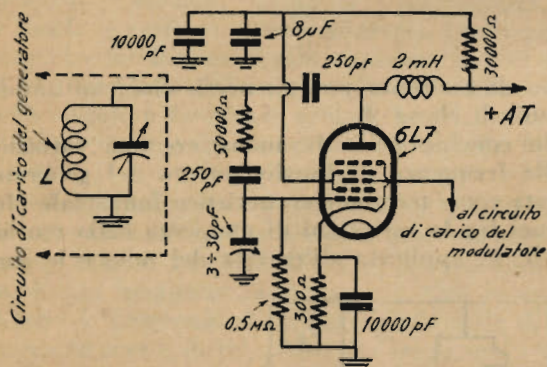



Fig. 3

Ottenuta in tal modo la modulazione della frequenza di funzionamento del generatore, si dovranno effettuare le necessarie moltiplicazioni di frequenza atte ad ottenere il duplice scopo di raggiungere la voluta deviazione di frequenza ($\pm$ 75 *kHz*) e il valore della frequenza di trasmissione. All'uscita poi degli stadi di moltiplicazione di frequenza si opererà con opportuni stadi di amplificazione fino a ottenere la potenza voluta.

Analogo ragionamento dovrà farsi nel caso che il circuito anodico del tubo di reattanza risulti diversamente costituito. Se la disposizione è cioè quella della fig. 2-*b*, e se il valore della capacità è tale che la resistenza *R* risulta trascurabile rispetto alla reattanza $\frac{1}{\omega C}$ la reattanza del tubo assume carattere capacitivo e modifica quindi, per variazione di capacità, la frequenza di funzionamento dello stadio pilota.

Da quanto si è detto in linea generale sulla modulazione diretta di frequenza e, in particolare, sul funzionamento dei tubi di reattanza, è evidente la necessità di ricorrere ad accorgimenti atti ad evitare che la frequenza del generatore venga a modificarsi per effetto di altre cause, quali, ad esempio, per variazione delle tensioni di alimentazione o per le condizioni termiche del tubo, che non siano quelle inerenti al processo di modulazione.

Gli accorgimenti atti ad ottenere la necessaria stabilità di funzionamento, dovranno essere adottati:

1) per il generatore pilota;
2) per il tubo di reattanza.

Riguardo al generatore pilota è da osservare che la frequenza di funzionamento è essenzialmente in relazione al valore degli elementi di carico e ai fattori caratteristici del tubo. Per limitare le variazioni del carico occorre operare con circuiti aventi un coefficiente di risonanza elevatissimo. Per i fattori caratteristici del tubo, si dovrà necessariamente ricorrere a dispositivi di stabilizzazione delle tensioni di alimentazione degli elettrodi. Inoltre è conveniente adottare una compensazione capacitiva esterna, e cioè all'entrata e all'uscita del tubo, per annullare l'effetto creato dalle variazioni interelettrodiche di capacità prodotte dalle variazioni di temperatura.

Altrettanto è da ammettere per il tubo di reattanza, la cui conduttanza mutua non deve subire alcuna variazione se non per effetto della tensione di modulazione.

Il problema della stabilità di funzionamento si presenta cioè in termini non semplici, anche perchè con i normali accorgimenti non è possibile ovviare in modo assoluto alle variazioni accidentali o periodiche delle costanti parametrali di funzionamento dei tubi.

La necessaria stabilità di funzionamento non può quindi essere ottenuta che adottando particolari disposizioni di circuito, con le quali le cause che conducono a un mutamento degli elementi influenti il valore della frequenza di funzionamento del generatore e il valore di reattanza del tubo modulatore, vengono ad annullarsi per le attitudini autoregolatrici che si ottengono.

Il problema può cioè considerarsi risolto con le seguenti disposizioni:

1) stabilizzando le tensioni di alimentazione ed effettuando un controllo automatico della deriva del generatore pilota;

2) stabilizzando le tensioni di alimentazione e ricorrendo a un sistema elettromeccanico di controllo, la cui caratteristica, assai interessante, è nell'utilizzazione di un campo magnetico ruotante, nel quale, la velocità e il senso di rotazione risultano proporzionali allo spostamento e al senso della variazione di frequenza intervenuta;

3) stabilizzando le tensioni di alimentazione e il funzionamento del generatore pilota, ed effettuando la modulazione di frequenza mediante le variazioni di reattanza di una coppia simmetrica di tubi.

Di questi tre sistemi, il primo permette di ottenere una stabilità di frequenza paragonabile alla stabilità di funzionamento di un generatore piezoelettrico. L'intero dispositivo di controllo è costituito da un generatore piezoelettrico, da uno stadio di conversione di frequenza e da un rivelatore differenziale. All'uscita del rivelatore differenziale si ottiene una tensione, che è proporzionale alla deriva di frequenza del generatore; con tale tensione si modifica la conduttanza mutua del tubo a reattanza per ottenere la voluta azione di controllo.

Con il secondo sistema occorre un generatore piezoelettrico la cui frequenza di funzionamento sia esattamente uguale alla frequenza ottenuta all'uscita di una serie di stadi di demoltiplicazione della frequenza portante del generatore. L'azione di controllo è condotta sul circuito di accordo del generatore, mediante un'armatura ruotante sottoposta all'azione di un campo elettromagnetico e con la quale si effettua un mutamento della capacità di funzionamento corrispondente alla variazione di frequenza intervenuta.

Nel terzo sistema la stabilità di funzionamento del generatore è affidata ai noti accorgimenti riguardanti la stabilità delle tensioni di alimentazione e la costituzione e il valore degli elementi del carico. Adottando una coppia simmetrica di tubi di modulazione, si ottengono attitudini autoregolatrici delle variazioni di reattanza prodotte da variazioni delle tensioni di alimentazione.

Il trasmettitore modulato di frequenza, del quale esamineremo ora il circuito elettrico di principio, ha risolto il problema della stabilità di funzionamento, adottando i noti accorgimenti per il generatore pilota e ricorrendo a una coppia simmetrica di tubi a reattanza.

Sul funzionamento di un tale circuito diremo quindi esaminando lo schema elettrico del trasmettitore. E' da notare che la stabilità di funzionamento pur non comprendendosi nell'ordine di grandezza dei generatori piezoelettrici è sufficiente ad assicurare un servizio di trasmissione completamente rispondente alle normali necessità.

(continua)

DISPOSITIVI PER LA RIDUZIONE DEI DISTURBI NEI RADIORICEVITORI

2508/7

N. Callegari

Questo argomento, il cui interesse non è certamente diminuito nelle attuali particolari contingenze, e che si presenta oggi più che mai di vitale importanza, ha già formato oggetto di articoli apparsi nella nostra rivista ad opera dello stesso autore. (Anno 1936, pag. 642; anno 1938, pag. 83; anno 1939, pag. 7 e 37).

Da quando la radio si dimostrò utile mezzo per le comunicazioni a distanza, il problema della eliminazione dei disturbi ha sempre rivestito la più alta importanza.

Malauguratamente, da allora, il perfezionamento dei mezzi atti alla soppressione dei disturbi non ha proceduto allo stesso passo con cui si è sviluppata la tecnica delle radiocomunicazioni.

L'eliminazione dei disturbi causati da oscillazioni smorzate, che appare già tanto utile per i ricevitori di radiodiffusioni circolari, presenta un carattere di necessità assoluta per apparecchi che debbano assicurare delle comunicazioni a distanza.

Da tempo sono stati studiati mezzi atti a ridurre i disturbi, basati su principi diversi; essi si possono sommariamente suddividere in tre categorie:

1) Riduttori di disturbi all'origine.
2) Riduttori di captazione dei disturbi.
3) Riduttori dei disturbi captati nei ricevitori.

I dispositivi inerenti le prime due categorie sono molto diffusi e quindi ben noti; essi consistono per la prima categoria in filtri elettrici inseriti sugli organi disturbatori e per la seconda categoria in antenne schermate o bilanciate o in filtri di rete.

L'applicazione dei dispositivi delle predette due categorie non risolve totalmente il problema, perchè i disturbi atmosferici non si prestano ad essere attenuati con tali mezzi e molti di quelli prodotti da macchine o impianti elettrici vengono generati in punti nei quali l'applicazione di filtri non è agevole; inoltre essi possono giungere all'aereo nelle stesse condizioni dei segnali, rendendo inefficaci anche gli accorgimenti della seconda categoria.

In questi casi, che sono fra i più frequenti, vi è la necessità di ricorrere a dispositivi che agiscano nel ricevitore in modo da limitare l'amplificazione dei disturbi.

Per azionare tali dispositivi vengono sfruttate le differenze di ampiezza di forma e di frequenza esistenti fra i disturbi ed il segnale.

Dovendo qui brevemente occuparci di alcuni di tali dispositivi è opportuno ricordare le caratteristiche di alcuni disturbi tipici in relazione alle differenze che intercorrono fra questi e le oscillazioni persistenti modulate.

I disturbi dovuti ad oscillazioni smorzate si possono suddividere a seconda della loro origine in:

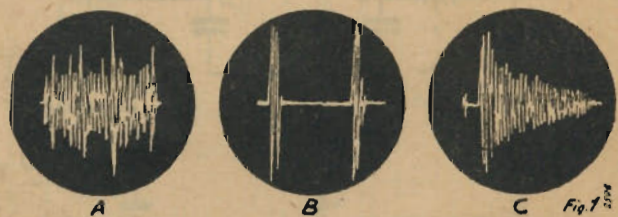
a) Disturbi industriali (dovuti a scintillamento).
b) Disturbi prodotti dai circuiti di accensione di motori a scoppio.
c) Disturbi atmosferici.

I *disturbi industriali* sono costituiti generalmente da un susseguirsi irregolare e rapido di oscillazioni smorzate di varia ampiezza, le frequenze con cui queste si susseguono possono rientrare nella banda delle frequenze acustiche.

Questi disturbi che si irradiano da linee elettriche si possono attenuare con filtri elettrici sulle linee di alimentazione dei ricevitori, con antenne bilanciate o schermate e infine con limitatori di ampiezza applicati nei ricevitori. (Fig. 1 A)

I *disturbi dei motori a scoppio* si presentano invece come oscillazioni di grande ampiezza e di breve durata che conservano le loro caratteristiche ben definite e che si susseguono ad intervalli regolari di tempo piuttosto lunghi rispetto alla durata dei treni di oscillazione. Questi disturbi non entrano nel ricevitore attraverso le linee di alimentazione (essendo i motori a scoppio di solito montati su mezzi mobili) ma per captazione, dall'aereo ricevente. Valgono ad attenuarli i dispositivi della terza categoria. (Fig. 1 B)

I *disturbi atmosferici* possono assumere diversi aspetti, durante temporali possono essere causati da scariche parziali assumendo un comportamento simile a quello dei disturbi dovuti ai motori a scoppio, ma più generalmente essi sono costituiti da impulsi di grandissima ampiezza e di notevole durata succedentisi a grandi intervalli di tempo (Fig. 1 C)

Fig. 1

Limitatori di ampiezza.

I dispositivi noti sotto tale nome sono applicati nei radioricevitori e fanno parte perciò dei dispositivi della terza categoria.

Lo scopo di questi dispositivi è di impedire che i disturbi che giungono amplificati con il segnale

all'uscita del ricevitore e che spesso hanno ampiezza molto maggiore di questo vengano limitati in ampiezza al livello del segnale stesso.

I dispositivi creati a tale scopo sono molteplici essi si applicano negli stadi di alta o media frequenza, nello stadio rivelatore o anche negli stadi di bassa frequenza.

L'esperienza ha dimostrato che i sistemi che consentono i migliori risultati con il minimo di mezzi sono quelli che effettuano la limitazione sullo stadio rivelatore.

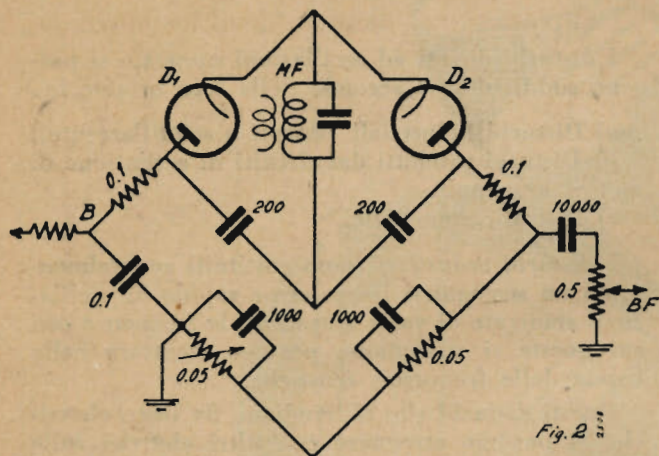



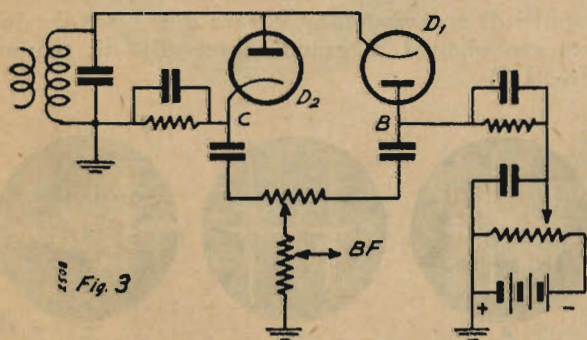
Fig. 2

I dispositivi limitatori di ampiezza nel rivelatore possono essere:

1) ad interruzione,
2) a bilanciamento,
3) a corto circuito.

Il primo tipo di limitatore presenta sugli altri due l'inconveniente che sotto l'azione di un disturbo fa diminuire il carico sul secondario dell'ultimo trasformatore di MF che diventa così più facilmente sede di una serie di oscillazioni secondarie prodotte dall'impulso disturbatore.

Per tale motivo si è data la preferenza agli altri due tipi e principalmente al terzo.

Fig. 3

Il dispositivo a bilanciamento classico consiste in un ponte, in due rami del quale si trovano due diodi di cui uno polarizzato con una tensione pari a quella di picco del segnale; tale è ad esempio il dispositivo *R C A* (noise balance) di cui è dato in fig. 2 lo schema di principio.

Mentre nel ramo del diodo ritardato si ha la corrente di rivelazione dell'eccedenza del disturbo, nell'altro ramo si ha la corrente di rivelazione dovuta al segnale col disturbo.

Essendo la d.d. p. fra i punti *B* e *C* uguale alla differenza delle tensioni presenti rispettivamente fra ciascuno dei due punti ed il ritorno del trasformatore di *MF*, durante la ricezione del segnale la tensione rivelata giungerà invariata al circuito di ingresso dell'amplificatore di *MF*. Se detta ricezione invece è affetta da disturbi eccedenti sul segnale, la tensione di *BF* dovuta alla rivelazione del segnale e del disturbo si ridurrà al valore di quella dovuta al solo segnale.

I dispositivi illustrati nelle fig. 3 e 4, sono rispettivamente a bilanciamento od a corto circuito.

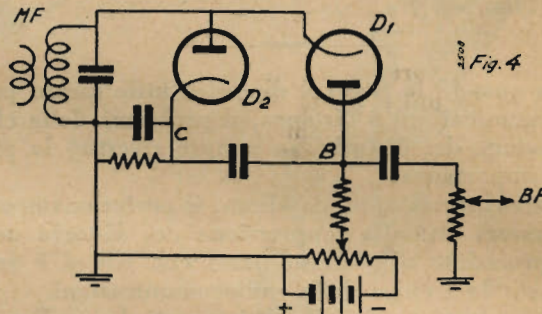



Fig. 4

Nel dispositivo di fig. 3 il diodo D_1 è ritardato come nel precedente, D_2 invece è il rivelatore normale, i due diodi sono disposti in sensi inversi. Questa disposizione consente di mettere a massa il ritorno del trasformatore di *MF* e di ottenere la messa a punto del ponte con una facilità molto maggiore.

L'eliminazione delle eccedenze del disturbo sul segnale si ottiene in un punto intermedio del potenziometro sovrapponendo al segnale disturbato proveniente da *C* l'eccedenza del disturbo, opposta di fase, proveniente da *B*.

I dispositivo di fig. 4 analogo al precedente, è caratterizzato dal fatto che le due d.d.p. a *BF* opposte esistenti nei punti *B* e *C* di fig. 3 non si elidono attraverso i rami di un potenziometro, ma direttamente attraverso ad un condensatore di capacità relativamente forte.

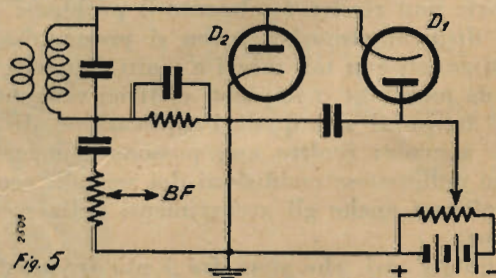



Fig. 5

Questo dispositivo, sotto l'azione dei disturbi, si comporta in modo da smorzare il secondario del trasformatore di *MF* e da impedire quindi la formazione di treni di oscillazioni dovute agli impulsi del disturbo sul secondario stesso.

La tensione di ritardo per D_1 è per questo dispositivo come per il precedente pari al valore di

picco del segnale ossia il doppio del picco della portante quando la modulazione è del 100%.

Il dispositivo di fig. 5 simile a quello di fig. 4 funziona per corto circuito. A differenza del precedente la tensione inversa di picco sull'anodo di D_2 è data dalla somma della tensione istantanea presente ai capi della resistenza di rivelazione con la tensione di punta del segnale di *MF*. La tensione continua necessaria per la polarizzazione di D_1 deve dunque corrispondere al valore predetto.

Sotto l'azione degli impulsi di un disturbo che ecceda sul segnale, D_1 conduce e cortocircuita quindi D_2; in pari tempo esso dissipa l'eccedenza di tensione prodotta dal disturbo ai capi della resistenza di rivelazione.

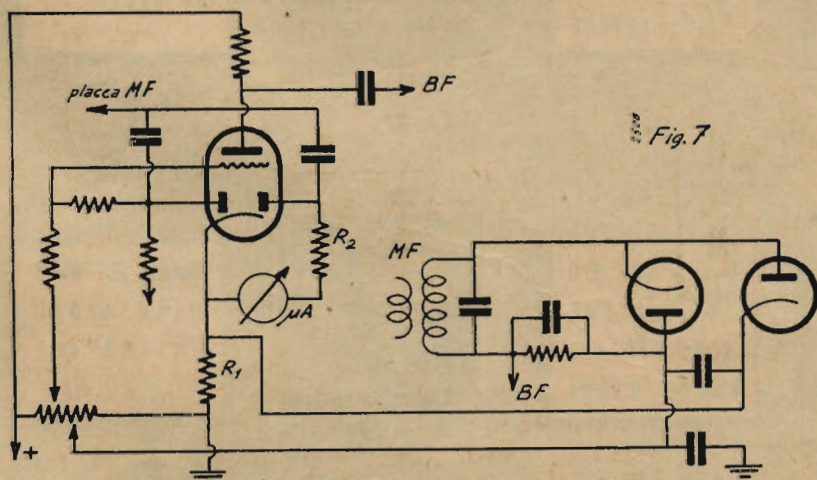
L'azione cortocircuitante è dunque con questo dispositivo più spiccata che nel precedente e perciò anche lo smorzamento esercitato sul secondario del trasformatore di *MF* è più energico.

Limitatori di disturbi a funzionamento automatico.

Sebbene in taluni casi possa essere conveniente mantenere la regolazione manuale della tensione di polarizzazione del diodo antidisturbi, ragioni di praticità possono rendere opportuno un funzionamento automatico del limitatore.

A tale fine si può usare per la polarizzazione del diodo la tensione continua ricavata dalla rettificazione e filtraggio del segnale (fig. 6). Si sfrutta in tale caso il fatto che, essendo il segnale costituito da un'oscillazione persistente, dopo la rettificazione ed il filtraggio può dar luogo ad una tensione praticamente continua, mentre il disturbo che è costituito da impulsi discontinui non può contribuire nella stessa misura alla formazione di detta tensione.

Fig. 7

Questa diversità di comportamento viene all'uopo accentuata mediante l'uso di catene filtranti aventi una opportuna costante di tempo.

Nel caso specifico del dispositivo di fig. 5 questa soluzione non è però la migliore perchè il circuito di rettificazione e filtraggio del segnale offre necessariamente una resistenza elevata e tale da non permettere al diodo antidisturbi di smaltire la corrente che si forma durante l'azione del disturbo.

E' stato a tale fine studiato un complesso a bassa resistenza capace di fornire una tensione continua proporzionale all'ampiezza del segnale.

Tale complesso, illustrato in fig. 7 utilizza una

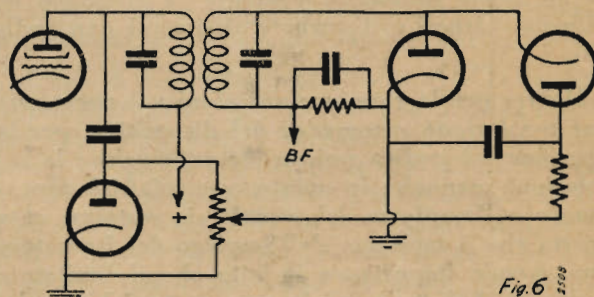



Fig. 6

valvola 6Q7GT amplificatrice di tensione continua e funzionante con alto grado di reazione negativa.

La stessa valvola può essere contemporaneamente sfruttata anche quale amplificatrice di *BF* come risulta chiaramente dalla figura stessa.

La tensione continua presente ai capi di R_2 essendo proporzionale al segnale, viene utilizzata nel ricevitore anche per il funzionamento del regolatore automatico di sensibilità che diviene così amplificato.

In alcune realizzazioni la disposizione di fig. 7 può essere particolarmente utile perchè si presta anche alla realizzazione senza l'aggiunta di altri organi di circuiti di silenziamento che consentono di rendere completamente muto il ricevitore sino a che ad esso giunga un segnale di ampiezza prestabilita.

Il dispositivo a corto circuito di fig. 5 infatti, quando non si comunichi alcuna tensione di polarizzazione al diodo, blocca completamente il funzionamento del rivelatore caricando in pari tempo al massimo il secondario del trasformatore di *MF*.

Risultati e considerazioni generali.

L'applicazione dei limitatori di ampiezza è particolarmente utile nel caso di ricezioni deboli e disturbate nelle quali il rapporto disturbo-segnale è molto elevato. In tale caso infatti l'eccedenza di ampiezza dei disturbi sul segnale è notevolissima e quindi rimarchevole è il vantaggio di ridurre questi allo stesso livello del segnale.

Si è praticamente riscontrato che l'applicazione di un buon limitatore consente la ricezione di emissioni deboli e disturbate altrimenti non audibili.

Mentre per la ricezione radiofonica è necessaria una regolazione automatica del dispositivo, per la ricezione telegrafica può essere vantaggiosa la regolazione manuale. In questo caso infatti è opportuno che l'ampiezza del segnale sia costante, cosa questa che è facilitata dall'impiego del limitatore non avendo importanza il fatto che il limitatore tagli con il disturbo anche una parte del segnale. Al predetto vantaggio si aggiunge quello che la tensione di polarizzazione del diodo antidisturbi è costante ed indipendente dalla intensità dei disturbi.

L'efficacia del limitatore applicato al rivelatore è molto ridotta per disturbi intensissimi a causa degli immancabili fenomeni di sovraccarico a cui questi danno luogo negli stadi precedenti.

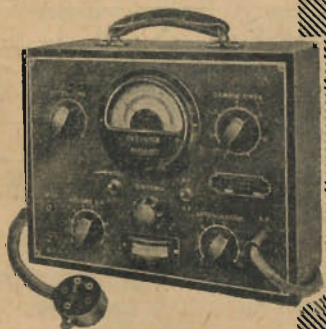
Il regolatore automatico di sensibilità può essere dannoso per la ricezione di emissioni molto deboli potendo essere azionato anche dai disturbi.

Nei ricevitori dotati di limitatori di ampiezza la tensione per il *CAV* può essere prelevata in punti nei quali l'azione dei disturbi è eliminata.

Quando i segnali telegrafici ricevuti sono resi audibili con un oscillatore di nota, è necessario che l'ampiezza dell'oscillazione data da questo vari in ragione dell'ampiezza del segnale così da avere sempre il più alto fattore di modulazione, ciò al fine di ridurre i disturbi al più basso livello possibile.

Sono stati all'uopo studiati circuiti che consentono di ottenere automaticamente le migliori condizioni di funzionamento del limitatore per qualunque valore del segnale.

●

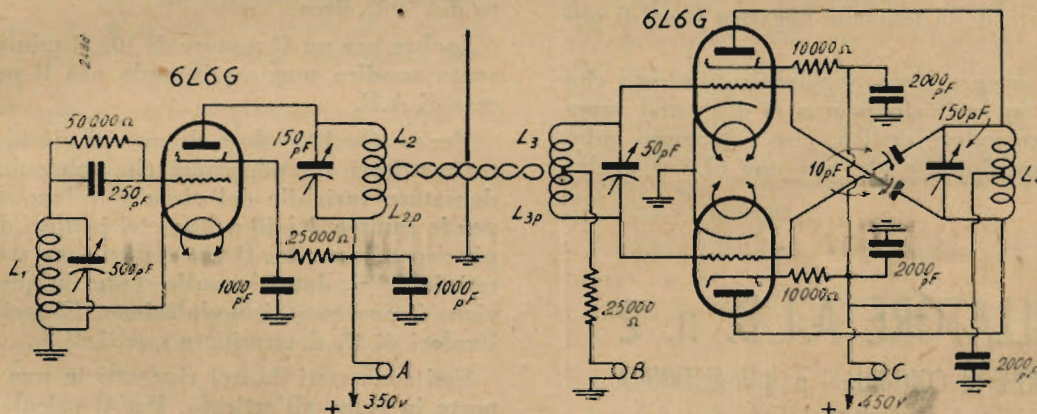
I circuiti di fig. 3, 4, 5, e derivati sono originali: l'autore ne ha brevettati alcuni altri qui non descritti.

TRASMETTITORE A DUE STADI DA 40 W

Vincenzo Parenti

2488/1

Abbiamo esaminato rapidamente nell'articolo apparso nel numero precedente (1) i vantaggi che un trasmettitore a due stadi presenta rispetto ad un trasmettitore autoeccitato, direttamente connesso all'aereo.

Utilizzando come pilota l'oscillatore E.C.O. precedentemente descritto ed accoppiandolo ad un controfase di 6L6 amplificatrici in classe C, abbiamo potuto realizzare con sole tre valvole un efficientissimo trasmettitore capace di erogare sui 40 e sui 20 metri, una potenza di circa 40 watt in aereo.

Il circuito del trasmettitore è visibile in fig. 1.

Tralasciando lo stadio oscillatore, ormai noto ai nostri lettori, esaminiamo piuttosto l'amplificatore A. F.

Osserviamo innanzitutto come l'accoppiamento tra i due stadi si sia ottenuto per mezzo di una linea a bassa impedenza.

Questo sistema di accoppiamento presenta rispetto a quello capacitativo diversi vantaggi: riduce innanzitutto l'accoppiamento diretto tra i due stadi, facilitando di molto il processo di neutralizzazione; riduce l'irradiazione delle armoniche, e costituisce un mezzo per ottenere un equilibrio semi-automatico fra la impedenza del circuito di placca dell'oscillatore e quella di griglia dell'amplificatore, col quale mezzo si riesce ad avere sulle griglie delle finali una tensione molto maggiore che quella ottenibile col sistema capacitativo.

Con questo sistema di accoppiamento il trasferimento energetico aumenta col crescere della frequenza, ed è quindi maggiore sulla gamma dei 20 metri, che su quella dei 40, compensando così automaticamente le maggiori perdite che si verificano nel circuito per la maggiore frequenza.

L'uso di due tetrodi 6L6 controfase ci ha permesso innanzitutto di ottenere una potenza del 20 per cento maggiore, a parità di eccitazione e tensioni, di quella ricavabile da un montaggio con valvole in parallelo. Dato che le capacità interelettrodiche vengono poste in serie, si ha, sempre rispetto al montaggio con valvole in parallelo, un maggiore rendimento sulle frequenze più elevate.

Inoltre data la disposizione simmetrica dei vari componenti il circuito, il processo di neutralizzazione può considerarsi realizzabile in maniera perfetta, permettendo pertanto di passare da una gamma all'altra, per mezzo di bobine intercambiabili, senza che risulti necessario ripetere l'operazione di neutralizzazione.

E' necessario però che le prese intermedie delle bobine intercambiabili si trovino esattamente al centro elettrico.

Lo stadio ampl. di A. F. potrebbe lavorare in classe B od in classe C; dato che è su questo stadio che si effettua il processo di modulazione, risultò molto più conveniente far lavorare lo stadio in classe C, potendo anche ottenere, data l'abbondante eccitazione a nostra disposizione, un più elevato rendimento anodico.

In classe C il negativo base di griglia (o tensione di polarizzazione) deve avere un valore 2 (alcune volte 3-4) volte maggiore di quello di interdizione.

Da quanto abbiamo detto risulta immediato che la resistenza di griglia dovrà essere dimensionata in modo che la corrente normale di griglia, che la attraversa, generi, ai suoi estremi, una tensione di

(1) L'antenna N. 23-24, 1942.

polarizzazione di valore all'incirca eguale al doppio della tensione di interdizione.

Nel nostro montaggio il valore più conveniente risultò essere quello di 25.000 ohm.

In altre parole il valore della resistenza di griglia è tale che con la massima eccitazione disponibile deve scorrere un valore normale di corrente di griglia di 3-5 mA. per valvola.

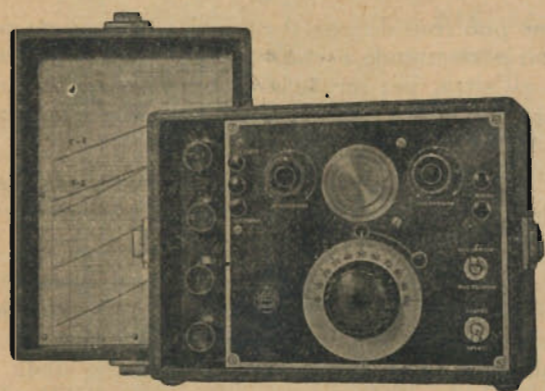
Il circuito di griglia verrà sintonizzato sulla lunghezza di onda su cui risuona il circuito di placca dell'oscillatore.

Il circuito verrà portato in risonanza per mezzo del condensatore variabile da 50 pF.

Il valore di questo condensatore può essere determinato all'incirca in ragione di 1 pF per metro di lunghezza d'onda: cioè dato che la gamma di frequenza più bassa è quella di 40 metri si adotterà una capacità del valore di circa 40 pF.

Usando un variabile doppio, ciascuna sezione dovrà avere un valore doppio (in questo caso 100 pF).

Per quel che riguarda la potenza di eccitazione facciamo presente che un aumento della potenza di eccitazione deve essere accompagnato da un adeguato aumento della tensione negativa base di polarizzazione.

Mentre è sempre bene abbondare piuttosto che scarseggiare in eccitazione, non si deve mai superare un certo valore critico, che potremmo chiamare di saturazione, e che per una 6L6 si aggira sui 2 watt.

Il circuito volano anodico è sintonizzato sulla frequenza di eccitazione dello stadio.

Data che la disposizione del controfase elimina la seconda armonica, questo circuito non può essere naturalmente usato come doppiatore di frequenza.

Molto importante è il valore del CV del circuito volano anodico, dato che negli amplificatori ad A. F. lavoranti in classe C, la forma del segnale subisce una certa distorsione.

E' necessario pertanto determinare i valori L C in modo opportuno onde ottenere un buon effetto filtrante nel circuito volano anodico.

E' noto che con Q del circuito volano molto elevato si ha una corrente circolante molto intensa con conseguenti perdite nel circuito; inoltre nel caso di modulazione si ha anche una attenuazione delle bande laterali di modulazione, in corrispondenza cioè delle frequenze più elevate di modulazione; con un Q troppo basso si determina un forte aumento delle emissioni delle armoniche.

Per fissare le idee mentre per $Q = 12$ l'intensità della seconda armonica ha un valore relativo di 4, esso sale per $Q = 10$ a 7, subendo cioè un incremento del 50% circa.

Inoltre per un Q minore di 10, al minimo di corrente anodica non corrisponde più il massimo di resa di A.F.

Per un $Q = 12$, valore ritenuto il più idoneo per i trasmettitori sia telegrafici che telefonici, il condensatore variabile del circuito volano deve avere per le gamme dei 40 e 20 metri i valori di 100 e 45 pF rispettivamente. Questi valori sono stati aumentati del 50%, dato che sullo stadio in questione avviene il processo di modulazione. E' facile, trovati i valori di C, determinare quelli di L.

Essi sono stati da noi riportati in una tabellina, posta in calce all'articolo. Per il calcolo della distanza tra placca e placca del CV bisogna tenere presente che la tensione ad A.F. che può qui prodursi ha un valore 4 volte maggiore di quello della tensione continua applicata alla placca.

Ricordando che per tensioni dell'ordine di 750, 1500, 3000 volta la distanza esplosiva ha rispettivamente il valore di 0,76, 1,77. 1,78 mm. si potrà determinare la distanza minima fra le due armature, valore che dovrà essere poi moltiplicato per un fattore di sicurezza C ($C = 1,5 \div 2$).

Uno schermo metallico dovrà interporsi tra i due stadi, mentre non risulta in generale necessario schermare fra di loro il circuito di placca e quello di griglia dell'amplificatore.

Converrà sempre però disporre ortogonalmente gli assi delle due induttanze.

Onde evitare l'entrata in autoscillazione dello stadio, bisognerà neutralizzare le due valvole amplificatrici.

Ogni condensatore di neutralizzazione dovrà avere una capacità massima di 10 pF; l'isolamento dovrà essere doppio di quello relativo alla tensione anodica dello stadio finale. Un efficace neutralizzazione oltre a diminuire di molto le irradiazioni

delle armoniche, contribuisce alla massima stabilità dello stadio. Incidentalmente facciamo notare come nelle gamme di frequenza più bassa non risultò necessario neutralizzare le 6L6 (gamme RD dei 160 e 80 metri).

Particolare cura dovrà porsi nel filtrare e nello stabilizzare la tensione per lo stadio pilota.

Riguardo all'accoppiamento del trasmettitore con l'antenna, tratteremo l'argomento in un modo esauriente in un prossimo articolo.

Passiamo ora alla messa a punto. Le operazioni relative avverranno nel seguente ordine.

1) Data la tensione anodica alla sola 6L6 oscillatrice pilota, si procederà alla messa a punto di questo stadio (milliamp. posto in A, scala 0-100).

2) Verificato che la frequenza generata dal pilota sia esattamente quella richiesta, si accordi il circuito di griglia del secondo stadio fino ad ottenere la massima deviazione di un milliamp. posto in *B* (scala 0-20 mA).

3) Si procederà ora, sempre senza tensione anodica alle placche delle finali, alla neutralizzazione.
Si regolerà un compensatore alla volta, con altro staccato dal circuito, in modo che ruotando il CV del circuito anodico, non risulti presente A.F. sulla bobina di placca.
Se nel montaggio la disposizione dei pezzi è perfettamente simmetrica, la capacità di neutralizzazione dovrà essere eguale per tutte e due le valvole.
Invece di controllare la presenza di A.F. sulla bobina di placca per mezzo della sonda spira o per mezzo di un tubo al neon, potrà ritenersi lo stadio perfettamente neutrallizzato allorquando, ruotando il CV anodico, e passando per il punto di sintonia, non si provoca alcun scarto nel milliamperometro di griglia.

4) Effettuata la neutralizzazione, si passerà alla sintonia del circuito anodico dopo avere applicato le tensioni.

L'entrata in sintonia si controllerà con uno dei soliti mezzi quali la sonda spira, il tubo al neon, il milliamp. posto in *C* (scala 0-200 mA) .

Con le tensioni indicate nello schema, si dovranno avere i seguenti valori di corrente (scarto ammissibile del 20%):

A) Pilota
senza carico 15 mA.
con carico 70 mA.

B) Griglie finali
durante la neutraliz., cioè senza carico, 15 mA.
durante il regolare funzionamento 10 mA.

C) Placche finali
senza carico 40 mA.
con carico (antenna) 170 mA.

Qualora sotto carico, con tensioni prescritte e con correnti normali (170 mA), la corrente di griglia superasse il valore di 10 mA, sarà bene ridurre l'accoppiamento tra i due stadi o diminuire la potenza dell'oscillatore (portando ad es. a 300 la tensione anodica).

Dato che la resa ad A. F. s'aggira su 40 e più watt, il rendimento (anodico) dello stadio finale può considerarsi dell'ordine del 55-60%.

Bisogna tener presente, durante le operazioni di messa a punto, che in mancanza di eccitazione di griglia, la corrente anodica sale a valori pericolosi per l'integrità della valvola.

Per il montaggio consigliamo la realizzazione su telaio metallico, corredato di opportuno pannello anteriore.

Le induttanze, per evitare inutili assorbimenti, dovranno sistemarsi ad una distanza di almeno 40-50 mm. dalla base metallica.

Tutte le induttanze sono avvolte su appositi supporti in frequenza forniti di spinotti per l'intercambiabilità.

L'isolamento dei componenti percorsi da A. F. dovrà effettuarsi per mezzo di frequenta o di cellon.

Prima di terminare vogliamo accennare brevemente al problema della modulazione.

Ricordiamo innanzitutto come in un amplificatore lavorante in classe C la potenza di uscita è proporzionale al quadrato del potenziale anodico.

Il sistema di modulazione di placca (Heising, o per variazione di tensione) risulta essere l'unico veramente adatto. Naturalmente è indispensabile che il trasformatore di modulazione sia opportunamente calcolato in modo da equilibrare l'impedenza di placca del modulatore con l'impedenza dell'amplificatore in classe C.

Per l'amplificatore a pieno carico si ha:

$$(Z = \frac{V_p}{I_p}):$$

cioè nel nostro caso 450/0,18 = 25.000 ohm.

La potenza di alimentazione è $W = V_p I_p$ cioè $450 \times 0{,}18 = 80$ Watt.

Necessitano pertanto per la modulazione di placca (o di griglia schermo) 40 W indistorti di B. F.

Essi possono ottenersi, ad esempio, utilizzando un amplificatore del tipo G 29 o G 29A. Nel G 29A la massima potenza (60 W) si ottiene con un controfase di 6L6 lavorante il classe AB con polarizzazione fissa.

L'impedenza *Z* dell'amplificatore di BF è di 8800; il rapporto di trasformazione del trasformatore di modulazione dovrà essere $\sqrt{\frac{3800}{2500}} = 1{,}2$ cioè il trasformatore avrà un rapporto 1,2/1.

Ciò si potrà ottenere o con un apposito trasformatore o ricorrendo (1) a due trasformatori montati in opposizione, ed opportunamente combinando i secondari, onde ottenere il rapporto di trasformazione voluto.

●

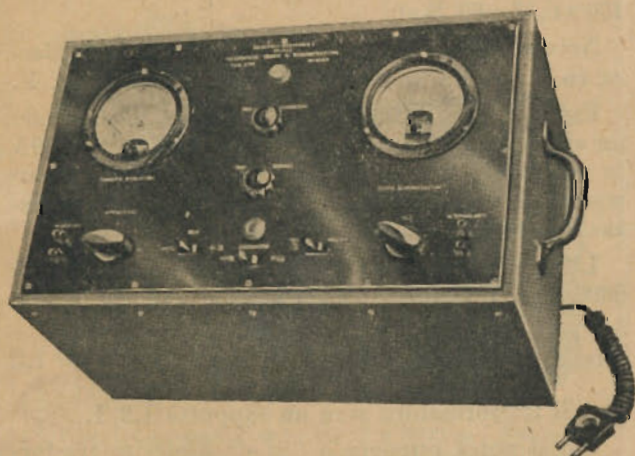
---

(1) *Antenna*, n. 6, 1941.

Vedere tabella a pagina seguente.

Induttanza	Gamma mt.	Numero spire	∅ filo mm.	Lunghezza totale avv. mm.	Presa a spire	∅ supporto mm.
L_1	40	16	1 rame smaltato	17	4	38 (1)
	20	9	1 rame smaltato	10	3	38
L_2	40	12	1,5 rame argentato	30	—	38
	20	7	1,5 rame argentato	25	—	38
L_3	40	35	1 rame smaltato	36	presa centrale	38
	20	18	1 rame smaltato	19	presa centrale	38
L_4	40	18	1,5 rame argentato	50	presa centrale	65 (2)
	20	12	2 rame argentato	50	presa centrale	65
L_{2p}	40 20	2 ÷ 3	sullo stesso supporto di L_2 spaziatura e filo identico, a 5 mm. dalla fine dell'avvolgimento (dal lato + A T) 2-3 spire.			
L_{3p}	40 20	2 ÷ 3	sullo stesso supporto di L_3 spaziatura e filo identico, al centro 2-3 spire.			

(1) Mottola 21805. (2) Mottola 1948 A (opp. 323 A).

NUOVI APPARECCHI

MISURATORE DEL TEMPO DI RIVERBERAZIONE

2505

La « riverberazione » è uno dei fenomeni più caratteristici legati alla propagazione del suono negli ambienti. Quando la sorgente del suono viene bruscamente interrotta, permane una « coda sonora » più o meno lunga che determina la comprensibilità del suono. La durata della coda sonora è in dipendenza delle caratteristiche acustiche dell'ambiente, le quali vengono appunto giudicate con una misura del *tempo di riverberazione*, cioè del tempo che la pressione sonora impiega a passare dal valore di regime (istante in cui cessa la sorgente) ad un millesimo di questo.

I tempi di riverberazione variano in ambienti normali da 0,3 a 7 secondi. Una riverberazione superiore a 4 ÷ 5 secondi impedisce la comprensione anche se due interlocutori si trovano a 2 ÷ 3 metri di distanza.

Un tempo di riverberazione troppo basso fa perdere il colorito alla voce ed alla musica, poichè l'orecchio umano si è ormai assuefatto a ricevere insieme al suono diretto anche una certa coda sonora.

Il tempo di riverberazione ottimo in un ambiente varia col volume, ed è diverso a seconda che si debba riprodurre la musica o la parola.

Esso non varia molto con la frequenza. Per effettuare la correzione acustica degli ambienti è necessario perciò misurare il tempo di riverberazione con un apparecchio che, funzionando in modo autonomo, sia di facile e rapida manovra. A questo scopo risponde pienamente il *Misuratore del tempo di riverberazione* mod. 2786 (Allocchio e Bacchini S. A. Milano). Esso è essenzialmente costituito da:

1) un amplificatore con attenuatore di ingresso a scatti;

2) un rettificatore lineare;

3) un circuito con triodo a gas;

4) un circuito per la misura di piccoli intervalli di tempo, che utilizza la scarica di un condensatore;

5) un alimentatore generale.

L'apparecchio per funzionare ha bisogno di essere corredato con un generatore a frequenze acustiche di qualche watt di potenza, un altoparlante ed un microfono.

La tensione ricevuta dal microfono viene rettificata ed applicata alla griglia del tubo a gas in modo da polarizzarla negativamente; nel circuito di questo tubo è inserito un relé il quale apre e chiude il circuito di scarica del condensatore. Il funzionamento del dispositivo è fondato sul principio seguente: con suono a regime ed attenuatore di entrata parzialmente inserito, si pone per tentativi la tensione di griglia del tubo a gas in prossimità dell'innesco della scarica.

La polarizzazione del tubo a gas è anche parzialmente provocata dalla tensione alternativa di ingresso rettificata. Si esclude allora l'attenuatore di entrata, allontanandosi così decisamente dalla condizione di innesco. Si interrompe per mezzo di un commutatore il suono dell'altoparlante ed allo stesso istante si inizia la scarica di un condensatore su di una resistenza. Quando il suono ha raggiunto un'intensità che rispetto a quella di regime sta nello stesso rapporto dell'attenuatore, il tubo a gas si innesca ed il relé scatta interrompendo la scarica del condensatore.

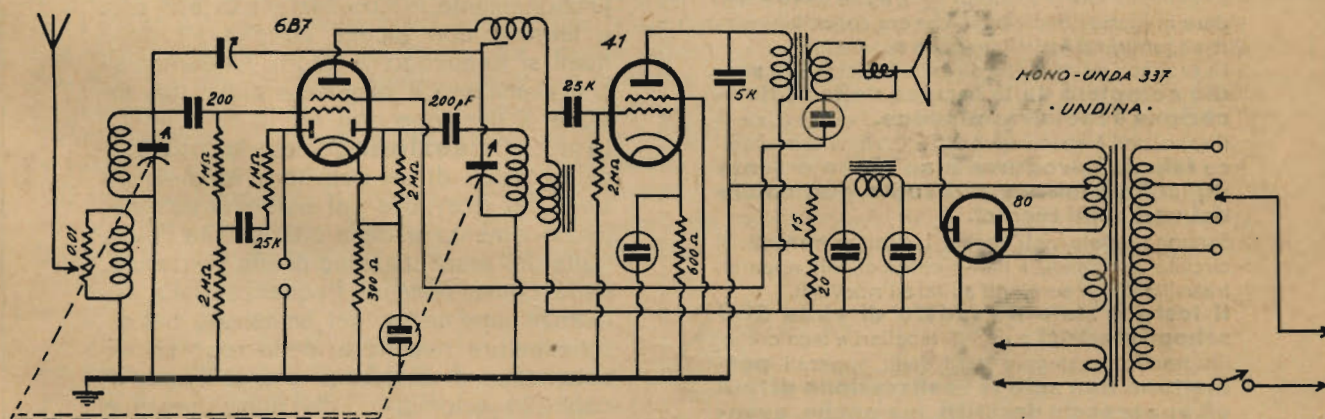
Un voltmetro elettrostatico, direttamente tarato in secondi legge la tensione residua del condensatore e quindi il tempo trascorso.

Il campo di misura dello strumento va da 0,2 a 8 secondi ed è valido per tutta la gamma acustica. L'alimentazione è a corrente alternata di tensione compresa tra 110 e 220 volt. Le dimensioni sono: 28 × 46,5 × 23 cm. Il peso è di Kg. 16.

*

Schemi Industriali per radiomeccanici

MONO - UNDA "ONDINA„ 337

S. A. UNDA RADIO - COMO

TENSIONI MISURATE FRA LA MASSA ED I PIEDINI DELLE VALVOLE

	Catod.	Griglia	Schermo	Placca	Filamento
6 B 7	2,5	—	90	210	—
41	17,5	—	245	232	—
80	—	—	—	—	245

Correnti anodica totale ca. 43 m A.

DALL'AEREO ALL'ALTOPARLANTE

Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

Prima di passare alla sintesi degli elementi che siamo venuti a considerare giova occuparci di un'altra parte essenziale del ricevitore supereterodina che col tempo si è differenziata dalla forma primitiva illustrata dalla fig. 2 di pag. 30. Si tratta dello stadio convertitore.

Nella predetta fig. 2 di pag. 30, lo stadio convertitore si compone di due valvole distinte e cioè di una oscillatrice (o eterodina) componente l'oscillatore locale, e di una rivelatrice (1ª Riv.).

In questo esempio l'accordo dei due circuiti oscillatori relativi è ottenuto con condensatori variabili manovrabili indipendentemente.

Abbiamo già accennato al fatto che nel suo aspetto più moderno tale stadio si realizza con una sola valvola speciale ed i due condensatori vengono monocomandati in modo di mantenere sempre costante la differenza di frequenza dei due circuiti oscillatori ad un valore pari a quello della media frequenza.

Prendiamo in esame dapprima la valvola speciale.

Il tipo più semplice di valvola convertitrice, dal punto di vista didattico è il triodo pentodo o il triodo exodo (esempio la valvola europea *ACH*1).

Si tratta qui di una valvola doppia ossia di due valvole in una, cioè di due complessi elettronici ben distinti in una unica ampolla.

Delle due sezioni la sezione pentodo od exodo funziona da prima rivelatrice o « mescolatrice » e la sezione triodo funziona da oscillatrice.

Nulla di diverso in sostanza di quanto si vede nella nominata fig. 2 di pag. 30.

Nella predetta figura però l'accoppiamento fra il circuito di ingresso e il circuito dell'oscillatore locale (o eterodina) è ottenuto per via magnetica ossia per avvicinamento delle bobine. Oggi questo sistema è sostituito da quello « elettronico » che consente di assicurare una maggiore indipendenza fra i due circuiti oscillatori.

Così, per esempio, nel caso di un triodo-exodo, una delle griglie della sezione exodo (che in mancanza di essa sarebbe un semplice pentodo) è collegata direttamente alla griglia della sezione triodo. In questo modo il flusso elettronico della sezione exodo viene « controllato » dalla oscillazione dell'eterodina che ne provoca una variazione periodica. Ciò è evidente se si pensa che la griglia della sezione triodo è già per il suo funzionamento normale a potenziale alternato ad alta frequenza e che questo viene comunicato alla predetta griglia della sezione exodo per collegamento diretto.

La valvola convertitrice non si compone però sempre di due sistemi elettronici ben distinti, l'elemento triodo dell'oscillatore e l'elemento tetrodo o pentodo del rivelatore possono essere compenetrati ed avere un solo sistema elettronico in comune.

E' questo il caso delle valvole pentagriglia e degli ottodi.

Fra le prime, comunissime nella serie americana, la 2A7, 6A7, 6A8 ecc., fra i secondi, nella serie europea la AK1, EK2, ecc.

Le figg. 1, 2 e 3 danno i circuiti tipici di impiego rispettivamente per i triodi-exodi, per le valvole pentagriglia (o eptodi) e per gli ottodi.

Negli eptodi e negli ottodi il flusso elettronico che esce dalle maglie della seconda griglia (o griglia-anodo della sezione triodica) è già modulato in intensità alla frequenza di oscillazione dell'eterodina.

Gli ottodi non differiscono dagli eptodi che per avere in più la griglia freno (o griglia soppressore) come nei pentodi, già connessa internamente al catodo.

Molte considerazioni si potrebbero fare su queste valvole ma ciò ci allontanerebbe dalla veduta di insieme.

Dopo le valvole convertitrici, la attenzione va portata sui circuiti oscillatori rispettivamente di ingresso e di eterodina.

Abbiamo detto a pag. 30 e 31 (N. 1-2, annata 1943) che questi due circuiti oscillatori debbono trovarsi dissintonizzati fra loro di

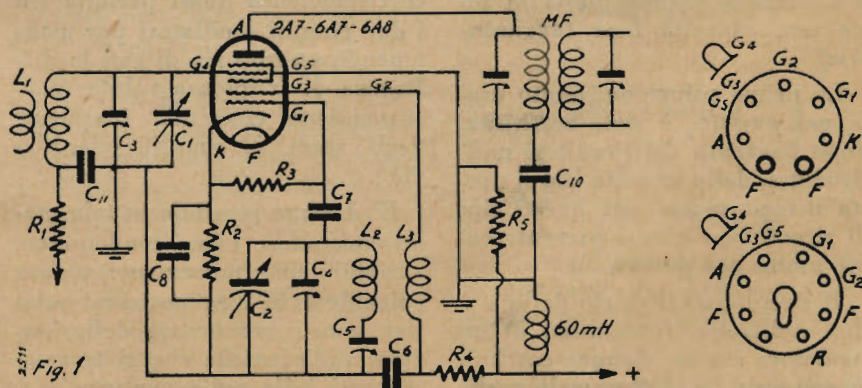



Fig. 1

tanti periodi quanti sono quelli della media frequenza. In generale si tiene a frequenza più alta il circuito oscillatorio della eterodina.

conto delle particolarità dei circuiti analoghi delle figg. 1, 2 e 3.

Il condensatore che viene disposto in *serie* al condensatore variabile o alla bobina, è detto condensatore-serie o « padding », per le *OM* il suo valore è generalmente dello stesso ordine di quello del variabile, per le *OC* è notevolmente maggiore.

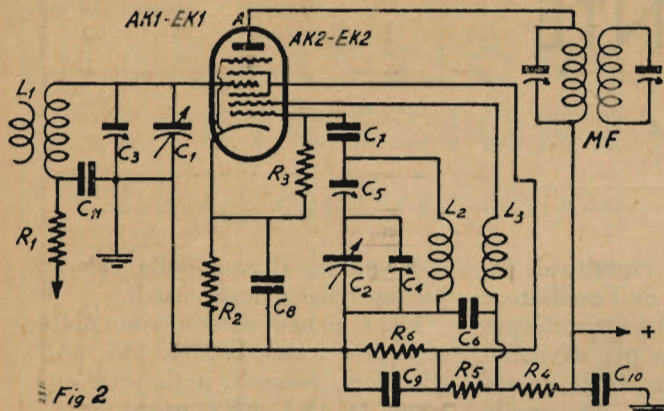



Fig 2

Perchè i due circuiti si mantengano a differenza di frequenza costante, si suole generalmente calettare i due condensatori variabili relativi su di un unico albero.

Dopo quanto abbiamo appreso è chiaro che per il circuito della eterodina (che è a frequenza più alta) occorrerà un valore minore di induttanza ed un valore minore di capacità che per l'altro circuito.

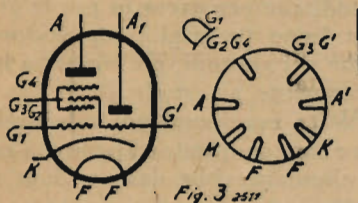



Fig. 3

Per ottenere induttanza minore basta ovviamente avvolgere un numero di spire inferiore, per avere la capacità minore vi sono due vie, seguite entrambe:

a) usare un condensatore variabile più piccolo;

b) usare un condensatore variabile identico disponendovi in serie una capacità fissa (aggiustabile).

La prima soluzione, molto usata nel passato, è stata sostituita, dopo l'avvento dei ricevitori multigamma, dalla seconda che si presta maggiormente per questi tipi di ricevitore e che si presenta come molto più pratica.

Il circuito oscillatorio dello stadio oscillatore (eterodina) di un ricevitore rimane dunque costituito come da fig. 4 che rende anche

Riteniamo qui superfluo indicare come si proceda al calcolo della capacità del «padding» perchè la trattazione non è delle più semplici ed esulerebbe dagli scopi della presente esposizione.

In parallelo al condensatore variabile del citato stadio si trova sempre un piccolo condensatore semifisso il cui scopo è di regolare opportunamente la capacità residua del circuito oscillatorio.

Durante la messa a punto del ricevitore, per dare la stessa legge di variazione di capacità ai circuiti oscillatori rispettivamente di ingresso e di eterodina, si agisce sul condensatore serie o « padding » per le frequenze più basse della gemma e sul piccolo condensatore in parallelo o « trimmer » per le frequenze più alte. E' possibile in tale modo di ottenere una corrispondenza quasi perfetta fra i due circuiti oscillatori pur mantenendo sempre fra di essi la differenza di frequenza voluta (corrispondente cioè alla frequenza degli stadi di amplificazione a *MF*).

E' dunque possibile in tale modo comandare i due condensatori variabili simultaneamente e fare coincidere le loro posizioni relative con i nominativi delle stazioni radiofoniche che si trovano separati sulla scala parlante.

L'aspetto di un ricevitore moderno risulta particolarmente complesso sopratutto a causa della presenza di più gamme d'onda. Infatti ogni gamma d'onda implica, nel caso del più semplice ricevitore supereterodina, due bobine e, nel caso che il ricevitore sia dotato di un filtro di banda o di uno stadio di amplificazione di *AF*, tre bobine per gamma. Si deve poi considerare che per ogni bobina si hanno in genere quattro terminali corrispondenti rispettivamente due al primario e due al secondario e che quindi il numero dei contatti del commutatore e dei fili che lo collegano alle bobine, quando si hanno più gamme d'onda, diventa rilevante.

Bisogna poi aggiungere anche che quando il ricevitore si trova a funzionare su di una gamma, le bobine appartenenti alle altre gamme devono essere messe in corto-circuito e ciò al fine che queste non abbiano ad esercitare alcun assorbimento su quelle funzionanti.

Per soddisfare a questa necessità è inevitabile accrescere la complessità del commutatore ed è quindi necessario, per rendersi esattamente conto del funzionamento del ricevitore in ogni singola parte, formarsi un certo « occhio clinico » che soltanto la lunga esperienza può dare.

Molto spesso il commutatore e le bobine di *AF* sono racchiusi entro scatole di metallo il cui scopo è di schermare e di preservare dagli agenti esterni, i collegamenti al commutatore e fra questo e le bobine spesso non sono molto chiaramente controllabili ed è perciò necessario procedere con grande pazienza ed attenzione.

Note sui circuiti di impiego delle valvole convertitrici

Le fig. 1, 2 e 3 illustrano i circuiti tipici di impiego delle valvole convertitrici più comuni.

I valori relativi ai principali organi (contraddistinti da lettere) sono, come ordine di grandezza, corrispondenti ai seguenti:

Fig. 1

R_1 0,5-0,25 MΩ
R_2 150-300 ohm
R_3 10.000-50.000 ohm
R_4 20.000-40.000 ohm

R_5 30.000-60.000 ohm
C_1 40-350 pF variabile
C_2 40-350 pF variabile
C_3 10-10 pF
C_4 10-40 pF
C_5 400 pF (padding)
C_6 50.000 pF-0,1 μF
C_7 50-300 pF
C_8 0,1 μF
C_9 50.000-10.000 pF
C_{10} 50.000-10.000 pF
C_{11} 20.000-50.000 pF

Fig. 2

R_1 0,5-1 MΩ
R_2 250 ohm
R_3 5000 ohm
R_4 10.000 Ω (16000 per AK1-EK1)
R_5 2000 ohm
R_6 12.500
C_1 40-350 pF
C_2 40-350 pF
C_3 10-40 pF
C_4 10-40 pF
C_5 400 pF (padding)
C_6 50.000-100.000 pF
C_7 50 pF
C_8 0,1 μF
C_9 50.000-100.000 pF
C_{10} 50.000-100.000 pF
C_{11} 20.000-50.000 pF

I valori approssimativi delle bobine per le varie bande sono indicati dalla tabellina seguente:

I dati sopra riferiti non devono essere presi in senso assoluto, essi sono possibili di variare in limiti abbastanza ampi a seconda dei criteri costruttivi delle varie Case. Essi sono stati qui indicati affinchè da essi il lettore impari a distinguere una bobina di onde lunghe da una di onde medie o di onde corte.

Per le bobine solenoidali i dati si riferiscono a diametri interni di circa 22 mm., per le bobine a nido d'ape il diametro interno è di 12 mm.

* * *

Con la descrizione dello stadio convertitore della supereterodina moderna si esaurisce il nostro sommario esame del funzionamento delle singole parti del circuito, si potrà così affrontare la descrizione del funzionamento del ricevitore completo, nonostante la sua complessità, come ci eravamo proposti.

Banda in MC	0,15 - 0,4		0,55 - 1,5			
	nido d'ape		a nido d'ape		a solenoide	
	spire	filo	spire	filo	spire	filo
Bobina griglia L_1	422	0,125	116	0,25	146	0,2
» accordo oscill. L_2	198	0,125	80	0,25	92	0,2
» reazione L_3	60	0,125	30	0,25	20	0,2
Padding	117 pF		400 pF			

Banda in MC	1,5 - 4		4 - 10		10 - 25	
	Solenoid compatto		Solen. distanziato		Solen. distanziato	
	spire	filo	spire	filo	spire	filo
Bobina griglia L_1	36	0,25	10	0,4	4,4	0,8
» accordo oscill. L_2	31	0,25	9,7	0,4	4,3	0,8
» reazione L_3	12	0,25	12	0,1	6	0,1
Padding	1070		2900		7300	

PAGINE DI DIVULGAZIONE

R. Serra

Sull'alimentazione dei ricevitori dalle reti di distribuzione a corrente alternata

2512 Continuaz. vedi N. 3 - 4.

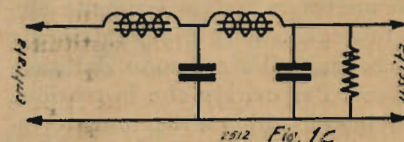
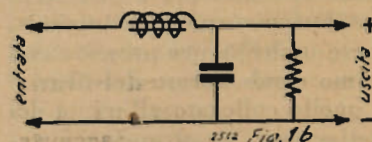
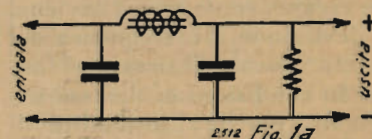
Circuito filtro.

Si dà il nome di circuito filtro o di livellamento all'insieme di alcuni elementi elettrici (induttanze e capacità) per mezzo dei quali la corrente erogata dal raddrizzatore, immessa all'entrata del circuito, provoca in uscita la corrente continua di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei tubi del ricevitore. L'azione di livellamento è affidata a capacità e ad induttanze, ed il comportamento del circuito stesso dipende, oltre che dal valore degli elementi adottati, anche dalla loro disposizione. Tre diversi circuiti filtro sono riportati nelle figg. 1 *a*, 1 *b* e 1 *c*. Nella fig. 1 *a* è tracciato il più noto circuito di spianamento, conosciuto col nome di « circuito filtro con condensatore di entrata », per il fatto che un condensatore è collegato all'uscita del raddrizzatore e cioè all'entrata del filtro. Questo tipo di circuito di livellamento è caratterizzato da alta tensione di uscita, scarsa regolazione di tensione ed elevato valore della massima corrente raddrizzata.

Nella fig. 1 *b* il circuito di livellamento è semplicemente costi-

2512 Fig. 1a

2512 Fig. 1b

2512 Fig. 1c

tuito da un'impedenza e da un condensatore ed è noto col nome di « circuito filtro a impedenza di entrata ».

Le caratteristiche principali di

una tale disposizione sono date da una notevole regolazione di tensione, mentre l'intensità della corrente rettificata non raggiunge un valore elevato.

Nella fig. 1c è riportato un circuito di livellamento ottenuto collegando in serie due circuiti del tipo a impedenza di entrata (fig. 16). Si ha in questo caso un filtro a due sezioni, particolarmente indicato per l'alimentazione dei ricevitori di alta classe.

Tratteremo in seguito dei criteri da seguire circa la determinazione del tipo di circuito filtro da adottare.

Esaminiamo intanto dettagliatamente i tre circuiti descritti.

Per il circuito della fig. 1*a*, e cioè per il circuito con condensatore di entrata, le formule di calcolo del coefficiente di merito non sono d'immediata applicazione; considerazioni sperimentali hanno dimostrato che con valori di capacità compresi fra 2 e 8 μF e d'induttanza di 20 o 30 Henry, il coefficiente di bontà risulta fissato entro valori praticamente richiesti. In un circuito del genere, la tensione di uscita dipende dal valore del carico; si ha cioè una scarsa regolazione di tensione che è particolarmente nociva per il funzionamento dei ricevitori supereterodina.

Se infatti le variazioni di tensione creano, come spesso avviene, una deviazione di frequenza del generatore locale, il ricevitore funziona in condizioni evidentemente anormali, perchè l'instabilità di accordo è accompagnata da diminuzioni di sensibilità e di selettività e da fenomeni di distorsione. Occorre inoltre tener presente che il primo condensatore del filtro e cioè quello collegato all'uscita del rappdizzatore, è sottoposto a variazioni di tensione che raggiungono un valore particolarmente elevato negli istanti immediatamente successivi all'accensione del ricevitore. Per evitare che la tensione di cimento abbia a raggiungere valori elevati, che risulterebbero pericolosi all'integrità e all'efficienza dell'elemento, conviene collegare all'uscita del filtro una resistenza.

In tal modo, il circuito di utilizzazione dell'alimentatore è formato, oltrechè dai circuiti di alimentazione dei tubi, anche dalla resistenza.

Quando per cause accidentali l'intensità di corrente del circuito di utilizzazione è notevolmente inferiore al valore normale o è addirittura nulla, la tensione ai capi del condensatore di uscita del filtro subisce un corrispondente aumento. Collegando una resistenza ai capi di esso, l'energia accumulata dal condensatore viene utilizzata, perchè nel circuito della resistenza si stabilisce una corrente che è trasformata in calore.

Diremo più avanti del calcolo di questa resistenza. Apriamo ora una breve parentesi per esaminare le caratteristiche dei condensatori adottati nei circuiti di livellamento. Esistono due tipi di condensatori; uno è il condensatore elettrolitico, l'altro il condensatore a carta. Nel condensatore elettrolitico il dielettrico è rappresentato da un sottilissimo strato di ossido che si deposita su una armatura di alluminio, quando l'armatura è immersa in un determinato elettrolito e quando è convenientemente applicata (riguardo alla polarità) una tensione continua.

Le caratteristiche essenziali di un condensatore elettrolitico sono rappresentate dalle dimensioni di ingombro e dal peso notevolmente limitati in relazione agli elevati valori di capacità che si possono ottenere. Per contro la tensione di lavoro non raggiunge un valore elevato, e anche la tensione di punta, alla quale cioè può sottoporsi per brevi istanti l'elemento, è limitata da importanti ragioni di ordine tecnico

Si conoscono due tipi di condensatori elettrolitici: il tipo umido e il tipo secco. I due vocaboli, umido e secco, si riferiscono all'elettrolito impiegato. Nel condensatore umido l'elettrolito è un liquido, mentre nel tipo secco l'elettrolito è convenientemente impregnato con sostanze solide, in modo da costituire uno strato che viene disposto sulla superficie di alluminio dell'armatura.

Il dielettrico del condensatore elettrolitico non è, in nessun caso, un perfetto isolante. Esiste cioè una corrente di conduzione fra gli elettrodi del condensatore, il cui valore è normalmente dell'ordine di qualche milliampere.

Nel condensatore elettrolitico umido, la corrente di conduzione è maggiore che non nel tipo secco. Ciò ha contribuito principalmente a far sì che la costruzione dei condensatori elettrolitici fosse orientata, pressochè esclusivamente sul tipo secco. E' però da osservare che il condensatore umido risente le sovratensioni in minor misura del tipo « a secco », perchè in esso l'aumento di tensione è accompagnato dall'aumento dell'intensità di corrente di conduzione.

I condensatori elettrolitici si costruiscono per numerosi valori di capacità. Quanto più è elevata la capacità del condensatore, tanto minore è il valore della tensione di lavoro. Per le tensioni esistenti nei normali circuiti di alimentazione, può impiegarsi un condensatore di 8 μF all'entrata del filtro e uno di 12 o 16 μF all'uscita.

Se la tensione erogata dall'alimentazione è superiore alla tensione ammissibile di lavoro del condensatore, dovranno collegarsi in serie due o più elementi. E' conveniente collegare in serie i condensatori di uguale capacità, in modo da distribuire in egual misura la tensione di lavoro ai capi di ciascuno di essi. Non va dimenticato che i condensatori elettrolitici possono essere solo utilizzati nei circuiti di alimentazione percorsi da correnti continue o comunque raddrizzate. Inoltre il collegamento in circuito dovrà essere fatto rispettando la polarità della tensione in relazione alla polarità degli elettrodi del condensatore. *Nel caso contrario si provocherebbe la distruzione del condensatore.* Quando il condensatore è costituito da un involucro metallico, il terminale negativo del condensatore fa capo all'involucro. In altri tipi le polarità sono indicate con diciture o con il diverso colore dei terminali. Il colore rosso si riferisce al terminale positivo; il nero al terminale negativo.

Perchè il condensatore elettrolitico non venga a perdere in breve tempo la normale efficienza, è

necessario sottoporlo alle giuste tensioni di lavoro indicate dal costruttore. Il condensatore elettrolitico perde lentamente le sue caratteristiche quando non è sottoposto per lungo tempo, almeno per brevi periodi, in condizioni di lavoro. Verificandosi ciò si può ricostruire il dielettrico e cioè il sottilissimo strato di ossido, applicando per qualche minuto ai capi del condensatore una tensione notevolmente più bassa di quella ammissibile in condizioni normali di lavoro.

Quando la tensione ai capi del condensatore raggiunge successivamente, numerose volte, la massima tensione istantanea indicata dal costruttore, l'efficienza del condensatore può risultare anche gravemente compromessa. Di conseguenza è sconsigliabile spegnere e accendere un ricevitore senza attendere qualche minuto. L'inconveniente si manifesta specialmente quando il circuito di livellamente è del tipo a condensatore di entrata e quando il circuito di uscita del filtro non è provvisto della resistenza di utilizzazione, della quale abbiamo parlato a suo tempo.

Per quanto riguarda i condensatori a carta, e cioè i condensatori aventi per dielettrico una striscia di carta, notiamo che la tensione di lavoro e di punta può anche raggiungere valori elevatissimi nei tipi di condensatori con carta impregnata con olio; inoltre la corrente di conduzione è praticamente inesistente. In confronto al condensatore elettrolitico, e a parità, ben inteso di capacità, il peso e le dimensioni del condensatore a carta sono maggiori. Ciò porta a concludere che ove il peso e le dimensioni del condensatore rappresentano elementi di notevole importanza per la realizzazione dell' apparecchiatura, si deve ricorrere ai condensatori elettrolitici.

In caso contrario, e cioè quando la massima tensione ammissibile, il valore della corrente di conduzione e la durata, vengono considerati gli elementi dominanti, dovrà preferirsi il tipo a carta.

Concluso così quanto ci è sembrato opportuno di riportare circa i condensatori impiegati nei circuiti di livellamento, proseguiamo il nostro studio dei circuiti tipici di livellamento riportati nelle figg. 1*a*, 1*b* e 1*c*.

Esaminiamo ora il circuito della fig. 1*b*. E' un circuito filtro a impedenza di entrata, dal quale si ottiene, come già si è detto, una migliore regolazione di tensione.

Le migliori condizioni di funzionamento del circuito sono rappresentate dalla invariabilità, in relazione al carico, della tensione che si stabilisce all'uscita del filtro e nel non elevato valore massimo della corrente raddrizzata. Ciò è in relazione al valore dell'induttanza del filtro.

Il valore ottimo di tale induttanza può essere semplicemente calcolato dividendo la resistenza del circuito di utilizzazione per 500.

$$L\ \text{ottimo} = \frac{\text{Resist. circuito di util.}}{500}$$

Per il calcolo della resistenza del circuito di utilizzazione, che deve esprimersi in ohm, non vi è che da applicare la nota espressione della legge di ohm, e cioè dividere la tensione all'uscita del filtro per l'intensità totale di corrente esistente nel circuito di utilizzazione. Quando l'induttanza del filtro raggiunge il valore ottimo, il valore massimo della corrente raddrizzata risulta superiore non più del 10 % all'intensità di corrente di uscita del filtro.

Anche nel circuito di livellamento a impedenza di entrata si eviteranno le notevoli variazioni di tensione all'uscita dal filtro, e quindi si eviterà il pericolo di sovraccarico del condensatore di uscita, collegando ai capi di esso una resistenza. La resistenza dovrà avere un valore ohmico notevolmente più elevato della resistenza del circuito di utilizzazione. Se dividiamo per mille il valore della resistenza (espresso in ohm) collegata ai capi del condensatore di uscita del filtro, otteniamo il valore dell'induttanza con il quale la resistenza è percorsa da una corrente non elevata, quando, per cause accidentali o altro, il circuito di utilizzazione non risulta collegato all'uscita del filtro. Con ciò il tubo raddrizzatore non è percorso da una corrente elevata e non sono quindi da temere i fenomeni degenerativi che altrimenti si verificherebbero. A questo valore di induttanza si dà il nome di « valore critico ».

(*continua*)

L' ISTITUTO RADIOTECNICO inizierà ai primi di giugno un corso di rieducazione I. N. F. A. P. L. I. per radiotecnici ed uno per elettrotecnici riservati agli invalidi della nuova guerra. Gli interessati si rivolgano per schiarimenti all'Istituto per la rieducazione invalidi di guerra, via Cavallotti 5.

Confidenze al radiofilo

Perdurando, per le attuali contingenze, l'assenza di un buon numero di collaboratori tecnici, dobbiamo limitare, fino a nuovo avviso, il servizio di consulenza a quella sola parte che si pubblica sulla rivista.

Sono quindi abolite le consulenze per lettera, e le richieste di schemi speciali.

Per le consulenze alle quali si risponde attraverso la rivista, sono in vigore da oggi le seguenti tariffe:

Abbonati all'Antenna L. 5
Non abbonati L. 10

Non si darà corso alle domande non accompagnate dal relativo importo

Ds. 4666 - Ing. E. Castaldi - Milano

Probabilmente il mancato funzionamento della selettività variabile sul vs. C.M. 121 dipende da cortocircuito delle bobinette di accoppiamento fra loro oppure fra queste e la massa.

E' necessario che anche la taratura sia eseguita con precisione per ottenere un buon rendimento della selettività variabile.

Ds. 4667 - Guerra Vittorio - Bergamo

Il mancato funzionamento del ricevitore S. E. 108 da voi realizzato deve dipendere senza dubbio da qualche collegamento errato nella parte alta frequenza, oppure da qualche organo difettoso. E' necessario perciò ricontrollare accuratamente tutto il montaggio assicurandosi inoltre che non vi siano cortocircuiti tra i fili fra loro o tra questi e la massa per cattivo isolamento. Per ottenere un regolare funzionamento dell'apparecchio occorre un perfetto allineamento delle M.F. che può essere eseguito con precisione solo se si dispone di un oscillatore modulato e di un indicatore di uscita.

Potete sostituire nel C.M. 121 la valvola AF 2 con la Zenith T 495 ed il dinamico da 1800 ohm con uno da 2500 ohm senza apportare altre modifiche al circuito, otterrete però una resa minore.

Ds. 4668 - Tenente Bronzin Ferruccio - P. M. 73

L'uso della superreazione nelle onde medie è stato completamente abbandonato, perchè al vantaggio dell'elevata sensibilità accoppia un grave svantaggio e cioè una scarsissima selettività.

Nelle onde medie si preferisce quindi ottenere l'aumento di sensibilità a mezzo di stadi amplificatori in A.F. (o MF); si ha così contemporaneamente anche un grande aumento di selettività.

Nelle onde ultracorte dove invece non è possibile usare stadi in A.F., l'unico metodo per ottenere un'elevata sensibilità è appunto quello della super reazione.

Comunque se desiderate applicare al vs. ricevitore la superreazione dovete aumentare la resistenza di griglia da 3 a 10 MΩ circa ed il condensatore a mica in parallelo da 100 a 250 pF. Col reostato regolerete la reazione in modo che rimanga appena innescata.

Per maggiori delucidazioni in proposito potete consultare l'articolo «La superreazione nella ricezione delle onde ultracorte» apparso sui N. 2, 3, 4 dell'«Antenna» anno 1940, e N. 19-20 anno 1942.

Ds. 4669 - Tencaioli Ezio - Novara

Il valore esatto della resistenza da porre in parallelo al potenziametro da 1000 ohm è infatti di 111 ohm, ma poichè in commercio è difficile trovare resistenze di tale valore, si è scelto quello di 120 ohm più facilmente reperibile. La differenza non porta a variazioni apprezzabili nella misura se si tien conto che valvole nuove dello stesso tipo presentano a volte delle differenze del 20% e anche più l'una dall'altra.

La costruzione degli adattatori è stata descritta sul N. 2, anno 1942, de l'«Antenna».

Il resto è esatto e riteniamo perciò che il complesso debba funzionare regolarmente.

Ds. 4670 - Orti Arturo - Salzano

Negli oscillatori tipo E.C.O. si usa accordare il circuito anodico sulla seconda armonica della frequenza generata dal circuito catodico per ottenere una frequenza di trasmissione elevata pur molto stabile. Accordando invece ambedue i circuiti sulla stessa frequenza si ottiene è vero una maggior potenza di trasmissione ma infinitamente meno stabile. Il rendimento del primo sistema rispetto al secondo si può ritenere sia del 60-70%.

Effettivamente le valvole europee rendono di più di quelle americane, ma non è a credere che l'amplificazione effettiva di stadi montati ad es. con 6K7 e EF2 stia nel rapporto di 1 a 3 come i risp. coefficenti di ampl. delle valvole; in pratica non si arriva a superare il rapporto 1 a 1,2 - 1,3 per ottenere circuiti che non abbiano tendenza all'innesco.

Esiste anche una valvola siglata 6Y7 ma le cui caratteristiche sono pressochè corrispondenti a quelle della 6J7, per cui sono perfettamente intercambiabili fra loro.

Ds. 4671 - Farant Lorenzo - Genova

I dati costruttivi delle induttanze occorrenti per la realizzazione del circuito descritto a pag. 351 dell'«Antenna», anno 1942, (n. 21-22) sono i seguenti:

1) Bobina d'aereo - Secondario spire 145 filo da 0,22 mm. smaltato avvolte su tubo di cartone bachelizzato del diametro di mm. 25. - Primario spire 350 filo da 0,1 mm. 2 coperture seta avvolte a nido d'ape, oppure in sette strati sovrapposti di 50 spire ognuno con interposizione fra strato e strato di un sottil foglio di cellofan. Il primario va iniziato a 5 mm. circa dal secondario dal lato terra di questo.

2) Bobina d'accoppiamento intervalvolare - Secondario uguale a quello d'aereo - Primario 500 spire stesso filo

e stesse modalità d'avvolgimento del primario d'aereo. Inizio a 15 mm. dal capo terra del secondario - Reazione 45 spire filo da 0,22 mm. smaltato avvolte a 3 mm. dal secondario dal lato griglia di quest'ultimo.

La valvola da usare è la WE44 *Telefunken o* ECH4 *Philips; è pure ottima la* 6F7 *oppure* 6P7G FIVRE.

Ds. 4672 - Franco Biava - Viareggio

Schema N. 1. - Le resistenze possono essere tutte da 1/2 W. Il campo del dinamico dovrà avere una resistenza di 1400 Ω 5 W. *Il trasformatore di alimentazione deve essere da* 50 *W. Però l'avvolgimento d'alta tensione a 300 V. deve poter erogare almeno 50 mA. Il trasformatore di uscita per la* 6V6G, *se la bobina mobile del dinamico ha una impedenza di* 2,5 Ω *deve avere il rapporto di 1/45 fra secondario e primario.*

Schema N. 2 - Le resistenze e condensatori della parte alimentatrice vanno bene - Nello schema avete però omesso di collegare in serie i filamenti delle valvole e di porre fra questi e il 90V. *una resistenza di* 120 *ohm.* 50 W.

Non potete usare i riduttori di tensione del F.I.D.O. perchè sono costruiti per valvole con accensione a 0,15 Amp. mentre voi usate valvole con accensione a 0,6 Amp.

Ds. 4673 - Calvanelli Claudio - Roma

Potete sostituire la 27, 47, 80 *rispettivamente con la* 76, 42, 80 *oppure con la* 6C5 G - 6F6 G. *e* 5Y3 G. *E' necessario però elevare la tensione di accensione da 3,5 a 6,3 V; ciò può essere eseguito modificando opportunamente il trasformatore di alimentazione, oppure utilizzando un trasformatore separato con secondario* 6,3 V *per l'accensione dei filamenti.*

Occorre inoltre eliminare le due resistenze da 30 ohm e collegare direttamente l'impedenza L^2 *col relativo condensatore da 0,5 mF al catodo della nuova valvola.*

Potete sostituire l'altoparlante magnetico con uno dinamico del tipo a magnete permanente munito di trasformatore d'uscita di 7000 *ohm d'impedenza.*

Ds. 4674 - Radio Hofler - Bassano del Grappa

Ponendo in parallelo due valvole di eguali caratteristiche la resistenza interna complessiva si riduce a metà; la pendenza invece raddoppia, mentre il coefficente di amplificazione rimane costante.

E' chiaro perciò che anche il circuito di utilizzazione (nel vs. caso il trasformatore di uscita) deve avere l'impedenza appropriata alle valvole.

Trattandosi quindi di due 42 in parallelo il trasformatore deve avere l'impedenza di 3500 *ohm, e non di* 7000.

Ds. 4675 - Rino Rigonat - Scodovacca

La tensione di 2,5 volt erogata dal vs. trasformatore è insufficiente perchè la caduta di tensione attraverso il raddrizzatore e l'impedenza di livellamento supera di molto il mezzo volt di cui disponete in eccesso. Otterrete cioè una tensione raddrizzata di circa un volt; troppo bassa quindi per l'accensione delle valvole del vs. ricevitore.

Inoltre per un buon filtraggio sarebbero necessari dei condensatori di tipo elettrolitico a bassa tensione, ma di capacità elevatissima superiore ai 1000 *mF; condensatori che oggi sono difficilmente reperibili.*

Riteniamo perciò che l'uso dell'accumulatore sia ancora la miglior soluzione.

Ds. 4676 - Schiavi Angelo - Tortona

Le caratteristiche della 6P7 *sono identiche della* 6F7.

Lo schema delle connessioni allo zoccolo lo troverete pubblicato sull'« Antenna » N. 3, anno 1942, a pag. 49, fig. n. 32.

Ds. 4677 - Arturo Valle - Genova

L'apparecchio di cui ci avete inviato lo schema è molto influenzato dalle caratteristiche dell'antenna a cui viene accoppiato ed il suo rendimento dipende in gran parte dall'efficienza di questa. E' inoltre irradiante per eccellenza. Lo riteniamo perciò poco adatto per un dilettante alle prime armi.

La valvola 134 E *può essere sostituita da una qualsiasi altra valvola del tipo « batteria » o meglio da una vera e propria valvola raddrizzatrice.*

La tensione del trasformatore di alimentazione va bene.

Se vi interessano altri schemi di semplici e pratici circuiti, consultate l'articolo « Ricevitori monovalvolari » apparso nel N. 3 dell'« Antenna », anno 1942.

Ds. 4678 - Lorenzi Vittorio - Trieste

L'impossibilità di eliminare il ronzio sta nel fatto che voi adoperate come rivelatrice una valvola a riscaldamento diretto alimentandone però il filamento con corrente alternata. Sarebbe cioè necessario raddrizzare anche questa con un apposito alimentatore; ciò però non risulta nè pratico, nè economico. La cosa più conveniente è quindi di usare come rivelatrice una valvola a riscaldamento indiretto utilizzando eventualmente la B 443 *come finale e la* B 406 *come raddrizzatrice della corrente anodica.*

Qualche utile indicazione circa il modo di realizzare un tale circuito potrete trovarla negli articoli « Ricevitori monovalvolari» e «Ricevitori bivalvolari» apparsi rispettivamente sui N. 3 e 13-14 dell'« Antenna », anno 1942.

LIBRI RICEVUTI

Dott. Ing. GAETANO MANNINO PATANÈ:

Il Cine sonoro (passo normale) - **Proiezione - acustica**, 728 pagine di testo in 16° (più altre 40 pagine contenenti gli indici analitico e tematico, l'indice delle tabelle e la bibliografia) - 448 illustrazioni - 25 tabelle - 18 schemi fuori testo. Ed. Hoepli - Prezzo L. 80.

A breve distanza dalla pubblicazione **La tecnica elettronica e sue applicazioni**, di cui si prepara la II edizione, l'Ing. Mannino-Patanè ci dà un altro denso volume enciclopedico, il quale più riuscire utile, non soltanto a coloro (registi, cineasti, esercenti, operatori, ecc.) che si interessano, comunque, di cinematografia, ma pure a quanti desiderino formarsi un concetto concreto dei normali tubi elettronici da ricezione e degli amplificatori.

Nella nuova pubblicazione, infatti, vengono dapprima trattate ampliamente le caratteristiche e le principali applicazioni dei tubi anzidetti, nonchè i vari dispositivi degli amplificatori per cinema, fornendo di questi ultimi numerosi schemi.

Pure ampiamente viene svolta l'elettroacustica, che forma parte integrante di tanti dispositivi moderni: microfono e fonorivelatori (anche piezoelettrici), altoparlanti, magnetofonia, ecc.

Uno speciale capitolo illustra le cellule fotoelettriche e le registrazioni fotoacustiche dei suoni, indicando le peculiari caratteristiche delle colonne sonore in uso, e descrive le varie parti della testa sonora dove avviene la lettura delle accennate colonne.

Un altro capitolo è dedicato agli impianti cine-sonori (semplici e bifonici); un altro ancora all'acustica delle sale (comuni e cinematografiche) ed agli impianti di rinforzo e di correzione acustica dei teatri e cinema teatri che vanno diffondendosi in Italia (dove gli amplificatori di sensibile potenza trovano particolare applicazione).

Il volume si sofferma pure sulle macchine da proiezione, illustrandone i vari congegni: lanterna, otturatore, croce di malta, obbiettivo, ecc. e fornendo particolari sui carboni per cinema e relative tabelle di carico, sulle lenti e sugli obbiettivi, sull'ubicazione e sulle dimensioni dello schermo e così via.

Interessanti, pure, i paragrafi riflettenti: il regime dell'arco; la lanterna a vapori di mercurio ad alta pressione; la moviola; il doppiaggio e la postsincronizzazione; i difetti del quadro e della riproduzione sonora e relativi mezzi di controllo.

Nozioni varie, sia pratiche che teoriche, arricchiscono la densa materia; da citare, in particolar modo: le unità di misura (fonometriche, fotometriche, elettriche, ecc.); il decibel; i filtri di banda; i circuiti oscillatori; le formule pratiche più in uso; nonchè numerosi suggerimenti: sulla custodia dei carboni; sulla manutenzione del proiettore; sulla tenuta della cabina di proiezione, ecc.

Chiude l'opera una trattazione riguardante: le resistenze ohmiche e le varie applicazioni in radiotecnica; i condensatori oggi in uso (elettrolitici, a carta, a mica, ecc.); le induttanze ed i trasformatori.

Le numerose e nitide incisioni e la forma piana dei molteplici argomenti rendono il libro accessibile in buona parte anche a coloro che sono in possesso di limitate cognizioni tecniche e teoriche.

Il suo contenuto può, dunque, interessare anche i radioamatori desiderosi di approfondire il meccanismo degli amplificatori; anzi in tale materia può considerarsi la prima opera completa finora pubblicata in Italia.

E. Costa - GUIDA PRATICA DEL RADIORIPARATORE

Terza edizione completamente rifatta, con oltre 500 figure nel testo, tabelle e grafici; 759 pagine - HOEPLI Milano, 1943 - PREZZO NETTO L. 60—

E. Costa - IL CINELIBRO (Passo ridotto)

500 pagine con 241 illustrazioni ed oltre 70 tabelle. HOEPLI Milano, 1942 - PREZZO NETTO L. 48.—

Brevetti RADIO E TELEVISIONE

Circuito generatore di tensione a forma di dente di sega.
MAGNADINE RADIO & ZANADINI G., a Torino (1-75).

Apparecchiatura radio-telemetrica.
GLI STESSI ((1-75).

Apparecchiature per l'attuazione di radiocollegamenti automatici.
MAGNADYNE RADIO, a Torino (1-75).

Radioricevitore a supereterodina.
N. V. PHILIPS' Gloeilampenfabrieken, a Eindhoven (Paesi Bassi) (1-75).

Procedimento per regolare il grado di accoppiamento tra due rocchetti induttivamente accoppiati particolarmente per trasformatori di frequenze intermedie per radioricevitori a supereterodina.
LA STESSA (1-75).

Sistema di antenne per rilevamenti radiogoniometrici.
TELEFUNKEN GESELLSCHAFT FUR D., —m.b.H., a Berlino (1-75).

Antenna per onde corte ed ultracorte.
LA STESSA (1-77).

Dispositivo per moltiplicare e specialmente triplicare frequenze elevate e ultraelevate, particolarmente per televisione.
BARZANO' ING. ZANARDO, a Roma —(2-168).

Apparecchiatura servente a captare le vibrazioni sonore veicolate dai liquidi e dall'aria ed a riprodurre sopra uno schermo la caratteristica predominante e gli elementi di apprezzamento della sorgente sonora.
BISTOLFI M., a Milano e BETTINELLI F., a Bovisio Mombello (2-168).

Dispositivo elettrico ad orologeria per l'accensione e lo spegnimento di apparecchi radioriceventi ad ora stabilita.
BONACORSI G., a Modena (2-168).

Microfono magnetico subacqueo a compensazione della precisione statica e con dispositivo di protezione dalle esplosioni.
BORDONI P. G., a Roma e S.A.I.R.A., a Roma (2-169).

Disposiizone di circuiti per eliminare la tensione offuscante (effetto dell'antenna verticale) nelle antenne radiogoniometriche.
C. LORENZ A. G., a Berlin-Tempelhof (2-169).

Radio aerofono con fotocellula.
COLASUONO F., a Venezia (2-169).

Condensatore variabile con variazione della capacità mediante spostamento relativo longitudinale delle armature, particolarmente per apparecchi radio.
FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI SOC. AN., a Milano (2-170).

Perfezionamento ai complessi di sintonia per apparecchi radioricevitori a parecchie gamme d'onda.
LA STESSA (2-170).

Disposizione elettrica per il funzionamento delle valvole televisive, particolarmente di quelle con tensioni anodiche molto elevate.
FERNSECH G.m.b.H., a Berlin-Zehlendorf (2-171).

Metodo e dispositivo per eliminare l'instabilità della frequenza in un circuito oscillante dovuta al riscaldamento subito nel funzionamento, specialmente per apparecchi radio.
F.I.M.I. SOC. AN., a Saronno (Varese) (2-172).

Metodo e circuito elettrico per eliminare il sovraccarico della valvola convertitrice di apparecchi radioricevitori o simili, particolarmente del tipo supereterodina.
LA STESSA (2-172).

Sistema per l'accensione automatica ad orari preordinati di apparati radio.
RONCHI V., a Firenze (2-173).

Tubo indicatore di sintonia per radioricevitori.
TELEFUNKEN GESELLSCHAFT D., m.b.H., a Berlino (2-173).

Le annate de « L'ANTENNA » sono la miglior fonte di studio e di consultazione per tutti.

In vendita presso la nostra Amministrazione

Anno		
Anno 1938	L.	48,50
» 1939	»	48,50
» 1940	»	50,—
» 1941	»	35,—
» 1942	»	55,—

Porto ed imballo gratis. Le spedizioni in assegno aumentano dei diritti postali.

DISPONIBILITÀ DI FASCICOLI degli anni: 1935 - 1936 - 1937

ANNO 1935 sono esauriti i numeri 1, 2, 3, 4, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 24.

ANNO 1936 sono esauriti i numeri 5, 8, 16, 17, 18, 19, 20, 24.

ANNO 1937 sono esauriti i numeri 1, 2, 3.

I FASCICOLI DISPONIBILI COSTANO **L. 2.50** CADAUNO

La responsabilità tecnico-scientifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione lire Una in francobolli.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile

LA STAMPA MODERNA - Via Reina N. 5 - MILANO

PICCOLI ANNUNCI

Lire 1,— alla parola; minimo 10 parole per comunicazioni di carattere privato.

VENDO compro materiale radio, francobolli, svendo libri elencati a richiesta - Martinelli - Buonamici - Lucca.

VENDO strumenti, acquisto manuali tecnici, macchinetta avvolgitrice a mano nido d'api - Azzali Gran San Bernardo, 13 - Milano.